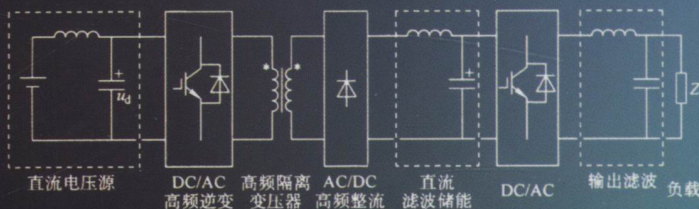


“十二五”国家重点图书出版规划项目

电力电子

新技术系列图书

New Technology Series in
Power Electronics



◎孙孝峰 顾和荣 王立乔 邬伟扬 编著

高频开关型逆变器 及其并联并网技术

GAOPIN KAIGUANXING NIBIANQI
JIQI BINGLIAN BINGWANG JISHU



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

“十二五”国家重点图书出版规划项目
电力电子新技术系列图书

高频开关型逆变器及其 并联并网技术

孙孝峰 顾和荣 王立乔 邬伟扬 编著



机械工业出版社

本书系统介绍了开关型逆变器的拓扑、调制、控制及在可再生能源并网中的应用。第1章主要综述逆变器的应用和发展状况；第2、3章主要描述单相逆变器的拓扑工作原理；第4章主要描述三相逆变器的拓扑工作原理，重点介绍了准单极逆变拓扑与控制及串联谐振高频链单极逆变器的拓扑及控制；第5章主要阐述逆变器的调制技术；第6章主要阐述逆变器无源逆变与有源并网逆变控制技术，逆变器电压、电流线性与非线性控制器设计；第7章主要阐述逆变器的并联均流技术；第8章主要阐述逆变器的并网切换及分布式电网应用的新技术。

本书可供从事逆变器应用等工作的专业技术人员、技术管理人员以及高等院校有关专业的教师与学生参考使用，也可以作为电气工程方面的研究生教材使用。

图书在版编目（CIP）数据

高频开关型逆变器及其并联并网技术/孙孝峰等编著. —北京：机械工业出版社，2011.1（2011.10重印）

（电力电子新技术系列图书）

ISBN 978-7-111-32395-2

I. ①高… II. ①孙… III. ①高频—开关电源—逆变器 IV. ①TN86②TM464

中国版本图书馆CIP数据核字（2010）第213303号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号 邮政编码100037）

策划编辑：孙流芳 责任编辑：罗莉

版式设计：霍永明 责任校对：申春香

封面设计：马精明 责任印制：李妍

唐山丰电印务有限公司印刷

2011年10月第1版第2次印刷

169mm × 239mm · 16.5印张 · 368千字

3 001—5 000册

标准书号：ISBN 978-7-111-32395-2

定价：40.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心：(010) 88361066 门户网：<http://www.cmpbook.com>

销售一部：(010) 68326294 教材网：<http://www.cmpedu.com>

销售二部：(010) 88379649

读者购书热线：(010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

电力电子新技术系列图书

编辑委员会

主 任：王兆安

副主任：白继彬 牛新国 徐德鸿 杨 耕

委 员：(按姓名拼音字母排序)

白继彬	陈伯时	陈道炼	陈 坚	陈守良
陈治明	高艳霞	郭世明	黄耀先	康 勇
李崇坚	李永东	刘进军	吕征宇	牛新国
钱照明	阮新波	孙流芳	童宗鉴	王鸿麟
王旭东	王兆安	邬伟扬	肖湘宁	徐德鸿
徐殿国	杨 耕	杨 旭	余岳辉	张 波
张承慧	张为佐	张卫平	张 兴	赵善麒
赵争鸣	钟彦儒	周 波	周维维	查晓明

秘书组：陈守良 刘进军 孙流芳 罗 莉

电力电子新技术系列图书

序 言

电力电子技术诞生近半个世纪以来,使电气工程、电子技术、自动化技术等领域发生了深刻的变化,同时也给人们的生活带来了巨大的影响。

目前,电力电子技术仍以迅猛的速度发展着,新的电力电子器件层出不穷,新的技术不断涌现,其应用范围也不断扩展。不论在全世界还是在我国,电力电子技术都已造就了一个很大的产业群,如果再考虑到与电力电子技术相关的上游产业和下游产业,这个产业群就更加庞大了。与之相应,在电力电子技术领域工作的工程技术和科研人员的数量也相当庞大,且与日俱增。因此,组织出版有关电力电子新技术及其应用的系列书籍,以供广大从事电力电子技术的工程师和高等学校教师 and 研究生在工程实践中使用和参考,成为眼下的迫切需要。

在 20 世纪 80 年代,电力电子学会曾和机械工业出版社合作,出版过一套电力电子技术丛书,那套丛书对推动电力电子技术的发展起过积极的作用。最近,电力电子学会经过认真考虑,认为有必要以“电力电子新技术系列图书”的名义出版一系列著作。为此,成立了专门的编辑委员会,负责确定书目、组稿和审稿工作,向机械工业出版社推荐,仍由机械工业出版社出版。

本系列图书有如下特色:

1. 本系列图书属专题论著性质,选题新颖,力求反映电力电子技术的新成就和新经验,以适应我国经济迅速发展的需要。

2. 理论联系实际,以应用技术为主。

3. 本系列图书组稿和评审过程严格,作者都是在电力电子技术第一线工作的专家,且有丰富的写作经验。内容力求深入浅出,条理清晰,语言通俗,文笔流畅,便于阅读学习。

本系列图书编委会中,既有一大批国内资深的电力电子专家,也有不少已崭露头角的青年学者,其组成人员在国内具有较强的代表性。

希望广大读者对本系列图书的编辑、出版和发行给予支持和帮助,并欢迎对其中的问题和错误给予批评指正。

电力电子新技术系列图书
编辑委员会

前 言

众所周知，开关型逆变技术的应用和电力电子技术中的各种功率变换技术的应用一样，已经渗透到包括工业、民用、航空航天和各种高科技领域的所有方面。

全控型功率半导体开关的出现和高频脉宽调制技术在开关型功率变换电路中的广泛采用，使开关型逆变器的发展进入了一个崭新的阶段，它为开关型功率变换装置向更高的功率密度、更高的效率、更高的静态和动态性能、更高程度的模块化和集成化奠定了基础。逆变技术可以说是实现电能高效变换为目标的电力电子技术中的核心技术，逆变技术的高速发展代表和体现了电力电子技术的高速发展。因此，本书遵循“以应用为主，力求反映电力电子技术的新成就和新经验”的编写宗旨，重点围绕开关型逆变技术、开关型逆变器拓扑、高频调制和各种相应的控制技术以及逆变器的开关均流技术展开编写工作。但是，考虑到逆变技术的基础阶段和发展的过程，书中仍然包含了基于方波逆变和负载谐振型逆变的电路拓扑及工作原理分析，而对组成开关型逆变器的电力电子器件特性、驱动电路、吸收电路、输入输出滤波及辅助性电路未加阐述，有关这些内容，读者可以从已出版的许多电力电子技术书籍中查阅到，这样可以有利于突出本书的特色。

以光伏、风力发电等为代表的新能源的开发和利用是当前世界各国在实现环境保护和人类可持续发展中所共同面临的重大机遇和挑战。开关型逆变器已经显露出其独突的、无可替代的重要性。同时，为了实现逆变器本身及新能源发电系统的高效、稳定和安全的运行，对开关型逆变技术提出了许多新的、更为复杂的要求，新的技术标准也在不断地推出和修改之中，因此本书在编写中，尽力把有关逆变器的并网和脱网技术，包括孤岛技术介绍给大家。由于这方面还有很多研究工作正在进行，本书也只是介绍了一些基础性的研究工作，以便与同行交流。进一步的研究工作，如多能源多并网逆变器的分布式发电系统并网协调控制与切换控制、柔性并网、独立运行时多个逆变器的电压和频率的协调控制，以及适合三相逆变器和/或多台并网逆变器情况下的无盲区孤岛检测方法和防伪孤岛技术等研究将在今后适当的时候再进一步介绍。

在2003~2006年期间，编者有幸和华中科技大学共同承担了一项国家自然科学基金重点项目——“新型高频中小功率逆变电源的控制和拓扑研究”（项目编号：50237020），本书中的内容大部分与此相关，因此本书的出版实际上是所有参加该课题工作的全体同志的劳动成果，编者借此机会向所有参加课题工作的同事表示由衷的谢意！本书由燕山大学邬伟扬教授提出整体结构，孙孝峰、顾和荣、王立乔和邬伟扬共同编写，孙孝峰完成了最后的统稿工作。编写过程中，王德玉博士、

VI

郭小强博士在资料整理、打印、插图等方面做了大量工作，硕士生彭晶、王强、王爱涛等也参与了部分文字录入工作，向他们表示感谢！

本书编写提纲曾由《电力电子新技术系列图书》编委会组织审查并提出宝贵意见，在本书的编写过程中也参考和引用了国内外同行的著作和文章，在此一并致以深切的谢意！

由于作者水平所限，难免有叙述不当或错漏之处，欢迎读者提出宝贵意见。

燕山大学 孙孝峰

目 录

电力电子新技术系列图书序言

前言

第1章 概论	1
1.1 电能变换与开关型逆变技术应用	1
1.2 开关型逆变器的现状及发展	4
1.2.1 高频开关型逆变器的基本电路结构	4
1.2.2 开关型逆变器的高频调制与控制	7
1.2.3 逆变器电源的发展趋势	8
1.2.4 逆变器在可再生能源并网发电中的应用与技术需求	10
第2章 单相开关型逆变器的电路拓扑及工作原理	14
2.1 单相逆变电路	14
2.1.1 单相逆变电路拓扑	14
2.1.2 单相逆变电路开关器件利用系数	16
2.1.3 单相逆变电路性能比较	17
2.2 单相方波输出逆变电路工作原理	18
2.2.1 单相方波输出逆变电路	18
2.2.2 相移式方波逆变电路	21
2.2.3 负载谐振型逆变电路	23
2.3 基于方波组合的正弦波输出逆变电路	32
第3章 单相高频链逆变器的电路拓扑及工作原理	39
3.1 带中间直流储能环节的高频链逆变电路	39
3.2 单级高频链逆变电路	41
3.2.1 电压型单级高频链逆变器	41
3.2.2 电流型单级高频链逆变器	44

3.3 电压型准单级高频链逆变电路	45
3.3.1 电路拓扑	45
3.3.2 工作原理	46
3.4 串联谐振高频链逆变电路	53
3.4.1 串联谐振与能量传递	53
3.4.2 电路结构	55
3.4.3 工作过程分析	56
3.4.4 谐振电流给定幅值调制技术	63
第4章 三相逆变器的电路拓扑及工作原理	66
4.1 三相电压型逆变器	66
4.1.1 三相电压型逆变器的拓扑	66
4.1.2 三相电压型逆变器的工作原理	66
4.2 三相电流型逆变器	69
4.2.1 三相电流型逆变器的拓扑	69
4.2.2 三相电流型逆变器的工作原理	70
4.3 三相四线制逆变器	71
4.3.1 组合式三相四线制逆变器	71
4.3.2 中点形成变压器输出三相四线制逆变器	73
4.3.3 应用分裂电容的三相四线制逆变器	74
4.3.4 三相四桥臂逆变器	75
4.4 矩阵式高频链逆变器	76
4.4.1 矩阵式变换器的基本概况和换流方法	76
4.4.2 高频链矩阵式变换器开关换流技术	77
第5章 开关型逆变器的高频调制技术	79
5.1 高频调制技术概述	79

5.1.1 冲量等效原理	79	6.3.1 零极点校正	145
5.1.2 高频调制技术	79	6.3.2 PID 控制	145
5.2 正弦波脉宽调制 (SPWM)	82	6.3.3 双自由度 PI 控制	148
5.2.1 SPWM 基本原理	82	6.3.4 内模 PID 控制	150
5.2.2 单相逆变器 SPWM 技术	83	6.3.5 波形库控制	153
5.2.3 三相逆变器 SPWM 技术	89	6.3.6 比例谐振控制	154
5.3 谐波注入 PWM (HIPWM)	94	6.3.7 比例复数积分控制	158
5.3.1 马鞍型波 HIPWM	95	6.3.8 无差拍控制	159
5.3.2 最小开关损耗 PWM	96	6.3.9 线性二次型优化控制	160
5.4 空间矢量调制 (SVM)	97	6.4 非线性控制技术	162
5.4.1 SVM 基本原理	98	6.4.1 三态滞环倍频调制	162
5.4.2 SVM 与 HIPWM 的内在 联系	103	6.4.2 电流定时比较控制	165
5.4.3 三相电流型桥式变流器的 SVM 技术	105	6.4.3 模糊控制	166
5.5 跟踪型 PWM 技术	107	6.4.4 参数自调整模糊控制	171
5.6 优化 PWM 技术	108	6.4.5 开关逆变器重复控制	173
5.6.1 基本原理	109	6.4.6 单周期控制和定频积分 控制	177
5.6.2 开关角求解	110	6.4.7 神经网络控制	179
5.7 三相四线逆变器的调制技术	110	第 7 章 开关型逆变器的并联均流 技术	183
5.7.1 基本概述	111	7.1 逆变器并联运行的原理与分析	183
5.7.2 三相四桥臂逆变器的 3D SVM	112	7.1.1 并联逆变器负载均分原理	184
5.7.3 分裂电容三相四线制逆变器的 3D SVM	121	7.1.2 并联逆变器系统的环流 分析	185
第 6 章 逆变器控制技术	125	7.2 逆变器并联均流控制技术	190
6.1 逆变器数学模型	125	7.2.1 均流开环控制	190
6.1.1 单相逆变器数学模型	125	7.2.2 均流闭环控制	193
6.1.2 三相变换器基本数学模型	127	7.3 并联逆变器输出同步技术	196
6.1.3 三相逆变器解耦模型	130	7.3.1 主从锁相同步方式	197
6.1.4 三相逆变器在两相旋转坐标系中 的模型	131	7.3.2 争主同步跟踪方式	197
6.2 逆变系统控制分析	132	7.4 并联逆变器环流抑制技术	198
6.2.1 无源逆变器控制结构	132	7.5 现场总线在逆变器并联中的 应用	201
6.2.2 并网逆变控制结构与控制 分析	134	7.6 无互连线自主限容并联控制	203
6.2.3 逆变系统控制机理	142	7.6.1 逆变器限幅输出并联控制 思想	203
6.2.4 逆变系统性能指标	143	7.6.2 削顶式限幅并联控制	204
6.3 线性调节器设计	145	7.6.3 正弦波限幅并联控制	206
		第 8 章 逆变器的并网运行及孤岛效	

应防护	213	抑制	225
8.1 并网/独立双工作模式控制	213	8.1.7 逆变器并网运行时漏电流及其抑制	227
8.1.1 可调度型并网发电系统	213	8.2 分布式多机逆变并网运行控制	230
8.1.2 并网/独立双工作模式逆变器原理	213	8.3 孤岛效应及其防护	232
8.1.3 模式切换过程的暂态分析	214	8.3.1 孤岛效应及其防护要求	232
8.1.4 并网/独立模式切换控制技术	218	8.3.2 被动式孤岛检测方法	234
8.1.5 并网锁相控制	221	8.3.3 主动式孤岛检测方法	240
8.1.6 逆变器并网时直流注入及其抑制	225	参考文献	249

第 1 章 概 论

1.1 电能变换与开关型逆变技术应用

能源是人类赖以生存和发展的基础，电能是迄今为止人类文明史上利用最广泛、最方便、最清洁、最高效和最灵活的能源，正是依赖于对电能的充分开发和利用，人类才得以在短短的两个多世纪里取得了如此辉煌的成就。人类的生存条件和生活质量从来没有现在这样优越和舒适。但是，当人类正在无休止地向地球索取更多的能源和资源以及人类仍在孜孜以求不断提升生活享受的欲望时，一个严酷的事实是，人类在这 100 多年的工业化、电气化发展过程中，消耗的能源是过去人类在 3000 年中消耗的总和。联合国环境规划署和世界野生生物基金会共同发布的《2004 年地球生存报告》显示：1960 年，人类消耗的自然资源仅占地球所能生产的 50%，而随着人类对煤、天然气和石油等化石燃料的过度使用，人类现在消耗的自然资源已经超出了地球资源再生能力的 20%。地球环境的未来令人堪忧。人类已经开始认识到节约资源、保护环境、实现长期的可持续发展是当今世界各国面临的最重大的挑战。

据统计，当今世界的能源消耗主要是以电能形式或间接以电能的形式体现的，虽然人类在电能的产生、传输、变换和分配使用方面已经取得辉煌的成就，但是如何更加节约、高效、高质量和方便地利用电能，仍然是从事电能变换工作者面临的重要任务。

电力电子技术的高速发展为我们实现能量的高效变换和控制奠定了技术基础。以电力半导体器件作为功率开关来实现电能的形式及主要参数（如电压、电流、频率、相位和波形）的变换和以微电子芯片为工具的模拟控制技术和数字控制技术的完美结合，使电能能满足负载特性的需要，实现电能的高效、高质变换方面达到了前所未有的高度。

电能变换的实现可以追溯到最初的旋转变流机组，即采用一台由三相交流电网供电的交流原动机同轴连接带动一台直流发电机，通过控制直流发电机的励磁获得所需要的直流电，实现了电能由交流电向直流电的变换。如果把直流发电机的输出再提供给另一台与交流发电机同轴连接的直流电动机，那么通过控制直流电动机的转速就可以获得所需要的交流电，即又实现了电能从直流电向交流电的变换。显然，采用旋转变流机组实现电能的变换是一种耗材、耗能、低效的手段，这种古老落后的电能变换经历了近百年的历史，后来汞弧整流器的出现开创了静止变流器时代的开始，但是汞弧整流器的先天不足使得旋转变流机组一直延续到 20 世纪 60 年代仍被广泛采用。

实现电能高效变换的真正动力起源于 1956 年第一只功率晶闸管的诞生，在此后的 20 年里，各种晶闸管整流和晶闸管逆变的静止型半导体变流装置全面取代了传统的旋

转变流机组和一直未得到普遍应用的汞弧整流器装置。从第一只晶闸管问世开始，到 20 世纪 60 年代，各种单相、三相晶闸管逆变电路的基本拓扑都已经出现。桥式晶闸管逆变电路已经非常接近现在的全控型桥式逆变电路，所不同的是由于晶闸管的不可关断性而必需的换流电路。也正是在 60 年代，出现了正弦波逆变器的概念。当时已经广泛应用的整流电路和逆变电路，使得电力开关变换器所带来的谐波危害逐渐显露出来。再加上本来就已经存在的电力系统谐波，使得谐波“污染”问题变得日益严重。正弦波逆变器正是在这种背景下出现的。最初的正弦波逆变器是在普通的方波逆变器后级加入低通滤波器构成的，滤波器的体积、效率和成本成为影响逆变电路功率等级、输出电压品质的关键因素。为了解决上述问题，德国的 A. Schonung 于 1964 年最早提出了将无线通信领域中的脉宽调制（Pulse Width Modulation, PWM）技术应用于功率变换器的思想。在 PWM 技术方面，尤其是正弦波 PWM（SPWM）技术方面，英国的 S. R. Bowes 博士先后发表了多篇重要文献，对 SPWM 的原理、数学本质做出了详细而缜密的研究，得到了确定性的结论。我们熟知的有关 SPWM 的内在规律如谐波分布及其大小等都得到了定量的解释。这些贡献在 PWM 技术乃至整个电力电子技术领域都具有划时代的意义。

自 20 世纪 70 年代中后期开始，大功率晶体管（GTR）、大功率场效应晶体管（MOSFET）、门极关断（GTO）晶闸管、绝缘栅双极晶体管（IGBT）以及集成门极换流晶闸管（IGCT）等全控型功率开关器件开始登上历史舞台，它们的出现并与正在迅猛发展的各种微电子技术（包括模拟电子技术和数字电子技术）的完美结合，使电能变换从以半控型晶闸管为主的相控整流和带有强迫换流的逆变电路迅速跨入了以全控型半导体功率开关为主的高频 PWM 开关型逆变器时代。

从相控整流到开关型逆变，从开关型逆变再发展到高频 PWM 的开关型整流和逆变，各种形式的电能变换在实现高效、高功率密度、高性能和高精度方面达到了前所未有的高度。所谓开关型逆变技术是指通过半导体功率开关器件的开通和关断作用，把直流电能变换成满足负载要求的交流电能的一种技术，这种逆变通常称为无源逆变；如果把直流电能变换成交流电能，再接入电网，例如过去常用的可逆传动和交流串级调速中的网侧变流器，则称之为有源逆变。当前，由于光伏、风电等可再生能源的利用和微电网技术的迅速发展，实现并网运行的有源逆变技术正在步入一个快速发展的新时期。由于电能变换技术高频化的发展已成为电力电子技术中的主要特点之一，传统意义上的所谓 AC/DC 整流技术和 DC/AC 逆变技术已经经历了交融和结合。尤其是电能可以双向流动的高频调制双向变流装置已经把整流技术和逆变技术合为一体。同样道理，传统意义上的 DC/DC 变换和 DC/AC 变换由于高频化的技术发展，逆变技术也已经渗透到这些领域，所以可以这样理解，逆变技术已经是四种电能变换技术中应用最广的核心技术。它包含了电能变换中面临的电压、电流、频率、相数、有功、无功、谐波和波形等所有参数的变换和控制。特别要提出的是，逆变技术在可再生能源的开发和利用领域将占据越来越重要的地位。

下面讨论逆变器的分类形式与应用领域。逆变器的分类方法有很多种，主要包括：

(1) 按逆变器输出相数, 可分为单相逆变器、三相逆变器、多相逆变器。

(2) 按逆变器输出的电能流向, 可分为有源逆变器、无源逆变器。

(3) 按逆变器输入的不同, 可分为电压源逆变器 (输入为恒定的直流电压) 和电流源逆变器 (输入为恒定的直流电流)。

(4) 按开关的调制方式, 可分为方波调制逆变器、阶梯波调制逆变器、单极性 PWM 调制逆变器、双极性 PWM 调制逆变器、矢量调制及跟踪型调制逆变器。

(5) 按逆变器输出的控制方式, 可分为以输出正弦波电压为被控量的电压型逆变器和以输出正弦波电流为被控量的电流型逆变器。

(6) 按逆变器输出满足不同负载特性要求的方式, 可分为输出频率具有自动跟踪性能的变频逆变器, 输出电压和频率同步变化的变频变压逆变器, 输出电压和频率保持恒定的正弦波电源逆变器, 输出电流幅值恒定、频率和相位与电网电压保持同步的并网逆变器。

(7) 按逆变开关的工作方式, 可分为谐振式逆变器, 定频硬开关式逆变器, 定频软开关式逆变器。

开关型逆变器的应用可以说已经扩展到国民经济的各个方面, 而且还在不断地发展, 在此只是列举以下几个突出的应用领域。

(1) 各种交直流开关型稳频、稳压电源, 包括各种在线的不间断电源 (UPS)、通信电源和备用电源 (EPS)。大到某些系统工程, 小到单台计算机, 均需要不间断电源 (UPS) 的支持。UPS 主要由蓄电池和逆变器组成。逆变器具有能量双向传输功能。在市电电网正常供电时, 逆变器工作于整流状态, 给蓄电池充电。在市电电网断电的情况下, 逆变器工作于逆变状态, 给用电设备提供 50Hz 的交流电。

(2) 各种电动机传动领域用变频调速、串级调速、能量再生反馈调速。运用逆变技术将市电电网电压转换成电压和频率均可调节的交流电, 对交流电动机进行无级调速。变频调速技术在许多场合 (如机床、风机、机车牵引、电梯、空调等的控制) 均有广泛应用。

(3) 光伏发电、风力发电、燃料电池等新能源的开发和利用。目前, 主要能源是煤、石油、天然气等, 但这些能源日趋紧张, 许多国家都在进行新能源的开发和利用, 如太阳能发电、风力发电、潮汐发电等。一般情况下, 这些发电设备输出的是直流电 (或者是不稳定的交流电, 输出前转换成直流电), 运用逆变技术将其转换成 50Hz 的交流电, 直接提供给用电设备, 或并入市电电网。

(4) 电力系统中的高压直流输电、动态有源滤波、电能质量控制。随着国民经济的高速发展, 供电质量日趋恶化, 利用有源滤波器和交流电网净化装置, 可以大大改善市电电网的供电质量。有源滤波器和交流电网净化装置是运用逆变技术来消除谐波和对无功分量进行补偿, 以净化市电电网。

(5) 电气化高速铁路和城市轨道交通中的各种牵引传动控制和磁悬浮列车驱动控制。磁悬浮列车是利用高尖技术产生一种磁场, 使列车车轮和铁轨不完全接触, 减小摩擦, 提高牵引效率, 这其中就利用了逆变技术。

(6) 各种中、高频感应加热电源；各种逆变式弧焊电源。电弧焊、等离子弧焊、切割焊等弧焊电源采用逆变技术，以逆变式弧焊电源取代传统的整流式弧焊电源。

(7) 各种逆变式电镀、电解、电泳电源。

(8) 各种高精度、高稳定度医用电源。

(9) 各种中小功率的照明、空调等小型家用电器。

(10) 在除尘、水处理、臭氧发生、等离子脉冲发生器等领域。对水、空气进行消毒、除尘所用的臭氧发生器、超声波发生器和高压静电除尘器中均利用了逆变技术。

1.2 开关型逆变器的现状及发展

1.2.1 高频开关型逆变器的基本电路结构

(1) 无隔离直接变换逆变器。根据输入侧是恒压源还是恒流源，可分为电压源直接变换逆变器和电流源直接变换逆变器。

电压型直接变换逆变器电路如图 1-1 所示，由直流电压源、输入直流滤波和输出交流滤波环节、逆变环节和负载等部分组成。作为核心部分的逆变环节将直流电压 u_d 变换为交流输出 u_o 提供给负载。

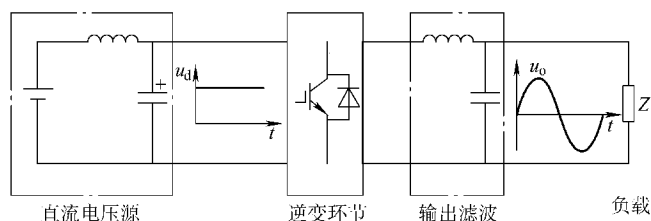


图 1-1 电压型直接变换逆变器电路

与电压型直接变换逆变器不同，电流型逆变器的输入为直流恒流源 i_d ，通过逆变环节和滤波后得到交流电流输出 i_o 提供给负载，其电路如图 1-2 所示。

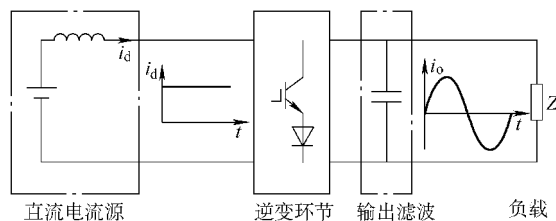


图 1-2 电流型直接变换逆变器电路

与电流型直接变换逆变器相比，电压型直接变换逆变器具有更为广泛的应用，本书主要讨论电压源开关逆变器。下面以电压源输入逆变器为对象说明按电路拓扑分类的逆

变器类型。

(2) 带工频变压器的工频隔离型逆变器。工频隔离型逆变器电路如图 1-3 所示，在直接电压型直接变换逆变器的逆变环节后加入工频变压器，起到电气隔离的作用。这种传统的隔离逆变技术十分成熟，性能可靠、效率高，获得了广泛的应用。但变压器工作频率低、体积大、结构笨重、动态性能较差的缺点。

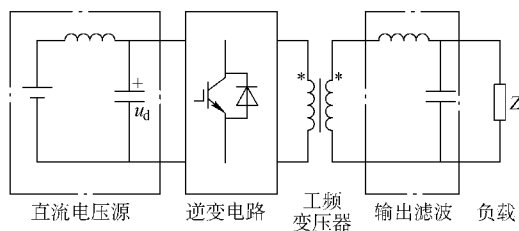


图 1-3 工频隔离型逆变器电路

(3) 带高频变压器的高频隔离

型多级变换逆变器。为了去除体积庞大的工频隔离变压器，用高频变压器取而代之，目前在 UPS 中广泛应用图 1-4 所示的高频隔离 DC/AC/DC/AC 三级变换逆变器。该类拓扑在直流侧和后级逆变器之间加入一级 DC/DC 变换器，利用高频变压器替换工频变压器，在具备电压比调整和电气隔离的前提下，降低变换器的体积。高频逆变环节可以根据应用背景需求或设计指标，选择正激式（包括单管正激式、交错并联单管正激式、双管正激式和交错并联双管正激式）、反激式（包括单管反激式、交错并联单管反激式、双管反激式和交错并联双管反激式）、推挽式（包括推挽正激式）、桥式等多种逆变结构实现高频逆变。该拓扑增加的直流储能环节实现了前后级解耦，可分别进行控制。这种变换技术发展成熟、控制灵活、具有高性价比和可靠性。然而，该拓扑过多的能量传输级数会降低系统效率；直流储能环节不但增加了装置体积，也降低了系统的寿命和可靠性，不利于系统集成。

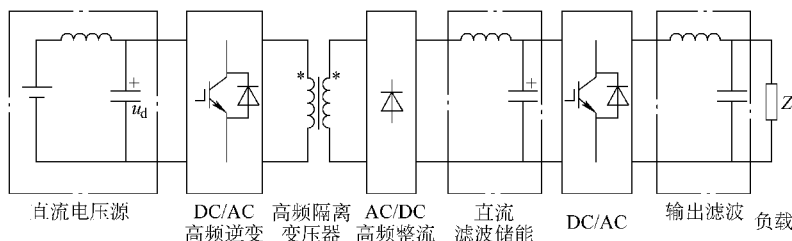


图 1-4 高频隔离型三级变换逆变器电路

(4) 带高频变压器的高频隔离型单级变换逆变器。针对有直流储能环节的 DC/AC/DC/AC 多级逆变器的不足，发展了无直流储能环节的单级 DC/HFAC（高频交流）/LFAC（低频交流）拓扑，如图 1-5 所示。单级变换逆变器又可分为电压型（见图 1-5a）和电流型（见图 1-5b）两种，无论哪种都是近年来研究的热点，不同时期提出了各种拓扑以解决不断出现的新问题。

DC/HFAC/LFAC 拓扑是：前级应用 DC/AC 将直流电变换为高频交流电，后级应用周波变换器（Cyclo-converter）进行高频交流到低频交流的变换，中间没有直流储能环节。目前许多新的拓扑研究都是基于这种结构，具有变换级数少、效率高的特点。但由

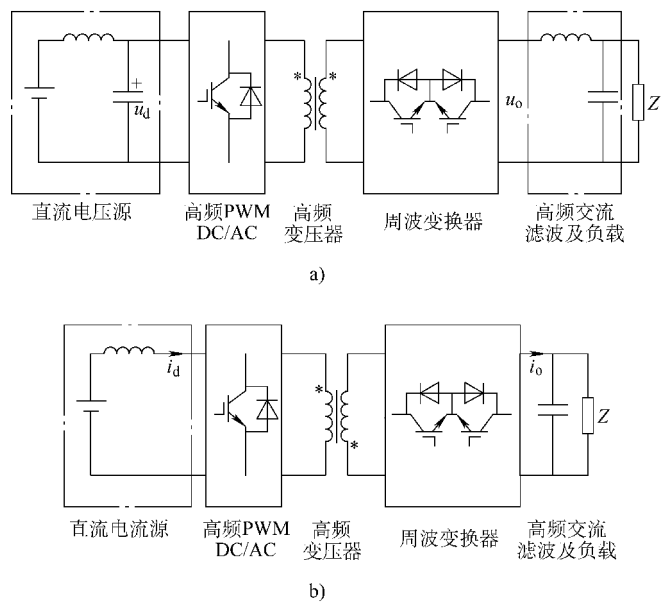


图 1-5 高频隔离单级变换逆变器电路

a) 电压型高频变换器单级变换逆变器 b) 电流型高频变换器单级变换逆变器

于变压器漏感造成的双向开关的换流应力问题始终没有突破性进展，至今仍吸引众多研究者探索其实用化过程中的关键技术。

此外，准单级高频链逆变拓扑利用有源箝位环节替代直流储能环节，并且配合适当的 PWM 调制可实现功率器件的软开关，能够有效地抑制电压过冲，提高可靠性。如图 1-6 所示，高频整流环节可用二极管整流，但该种情况下逆变器只能实现能量的单向流动。可以采用全控开关代替二极管的结构来帮助实现能量的双向流动。

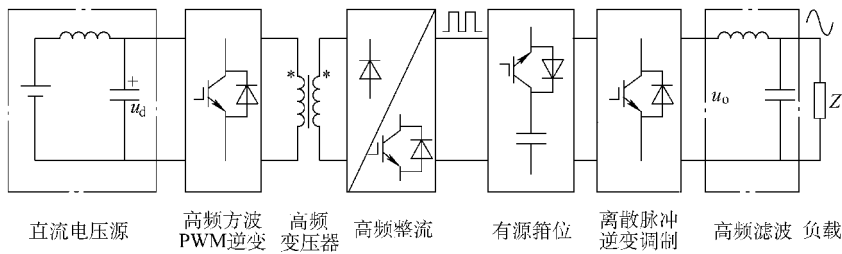


图 1-6 高频隔离准单级变换逆变器电路

(5) 带高频变压器的高频隔离型矩阵式单级变换器。在交流调速 AC/AC 变频器基础上发展的高频 PWM AC/AC 矩阵式直接变频单级变换器是一种基于双向开关并采用脉宽调制而得到期望输出电压的电力变换装置，可以产生交流或直流输出电压。广义的矩阵式变换器概念包括 M 相 - N 相变换的各类拓扑，目前研究较多的有间接型三相 - 三

相矩阵式变换器、三相-单相矩阵式变换器、单相-单相矩阵式变换器等。与传统的交-直-交型变频器不同的是：矩阵式变换器由整流级电路和逆变级电路两部分组成，其中间环节不采用电容或电感等直流储能元件，如图 1-7 所示。

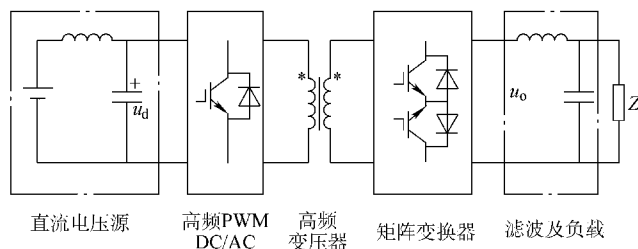


图 1-7 高频隔离型矩阵式单级变换器电路

由于自身结构的特点，矩阵式变换器具有一系列优点：能量双向流动、可实现四象限运行、正弦输入/输出电流、对任意负载输入功率因数为 1，且不需要直流储能元件等。

矩阵式变换器的电路拓扑中不存在自然续流通道，因而使得双向开关的换流控制非常困难，换流过程中产生的过电压和过电流很可能损坏电力电子器件。这种情况也严重地限制了矩阵式变换器在工业实际中的应用。为了解决矩阵式单级变换器换流困难的问题，研究人员先后提出了一系列用于双向开关的多步换流控制方法。这些换流策略的应用，基本上实现了双向开关的安全运行，为矩阵式单级变换器应用到实际工业生产中扫清了障碍。

1.2.2 开关型逆变器的高频调制与控制

开关型逆变电路的广泛应用与其开关调制技术的发展密切相关，高频开关调制技术是决定逆变电路工作在高频条件下的技术保障。所谓高频调制就是在低频调制波（通常为正弦波或方波）的波形上叠加整数倍频率的高频载波（通常为锯齿波或三角波），使开关的开通和关断被高频载波和低频调制波的交点所控制。由于锯齿波或三角波的宽度是线性变化的，因此经调制后的开关输出基波分量将跟随调制波的形状；同时，其高频分量易于滤除，因此大大减小了输出谐波含量。调制的方式可分为脉冲宽度（脉宽）调制（PWM）、脉冲频率调制、脉冲幅度调制和脉冲密度调制等多种。其中，PWM 技术由于变宽恒频特性有利于电路的设计和稳定工作，因此得到广泛的应用。

PWM 是应用最广泛的一种调制技术，除了能提高系统动态响应速度、减小谐波、改善输出波形等优点之外，由于载波的频率是固定的，因此有利于功率开关和电路的参数设计与稳定工作。正弦波 PWM（SPWM）技术在逆变器调制中有着最广泛的应用。除了 SPWM 外，近 20 年来又有了多种 PWM 技术，如空间矢量调制（Space Vector Modulation, SVM）技术、滞环跟踪型 PWM 技术、单周期 PWM 技术等。基于各种目标优化 PWM 技术，如三次谐波注入 PWM 技术、定次谐波消除 PWM 技术、谐波损耗最小 PWM 技术、中心对称 PWM 技术等先后出现，极大地丰富了开关型逆变器的调制手段，从而

也促进了开关型逆变器的进一步发展成熟。单相正弦波逆变器的调制策略从最初的双极性 SPWM, 发展到后来的单极性 SPWM 和倍频式 SPWM, 电能质量越来越好。三相正弦波逆变器的调制策略除了 SPWM 以外, 又出现了空间矢量调制 (SVM)。相对于 SPWM 而言, SVM 技术直接追踪基准磁链圈, 使得逆变器输出三相电流为三相对称的正弦波, 因此一经提出, 就在交流变频调速系统中得到了迅速推广, 后来更扩展成为一种在三相整流/逆变领域应用广泛的 PWM 方法。优化同步式 PWM 技术多数是以 F. G. Turnbull 提出的消除特定谐波法为基础的。其原理是: 根据某一特定的优化目标 (评价函数为最小), 在离线状态下计算出在所有工作频率值范围内的开关模式 (开关角位置), 使得某个评价函数为最小 (优化目标最佳), 然后把这个结果存储起来, 通过查表或其他方式输出, 形成优化 PWM 波形。特定优化目标的基本考虑方法不是只基于逆变器本身, 而是把逆变器和负载作为一个整体系统来考虑的, 通过控制得到最佳结果。特定优化目标或者说是评价函数有各种各样的评定方法, 如效率最优、滤波后畸变率最小、转矩脉动最少及谐波电流有效值最小等。跟踪型 PWM 逆变技术是跟踪逆变器的电压、电流、磁通等参考值, 并对这些量直接进行控制的 PWM 技术, 也称作瞬时值控制技术, 最常采用的控制器是滞环比较器。跟踪型 PWM 技术与其说是一种 PWM 技术, 更不如说是一种非线性控制技术; 或者说跟踪型 PWM 技术是一种兼具调制功能的控制技术。以滞环控制器为例, 由于其开关频率不恒定, 严格来讲并不能算作 PWM 技术。随机 PWM 技术主要是针对交流传动逆变器的调制提出来的, 其基本原理是: 以随机方式改变逆变器开关管的导通角和开关频率这两个关键量中的一个或两个, 控制逆变器输出电压的频谱成为一个宽而均匀的连续频谱, 从而有效地抑制一些幅值较大的谐波分量。根据随机 PWM 的原理, 由 PWM 实现方式的不同可以分为三类, 即随机开关频率 PWM、随机脉冲位置 PWM 及随机开关 PWM。

逆变器控制技术主要是结合调制技术, 实现需要的波形输出。数字化是逆变器控制技术发展的趋势和特点, 不仅可实现相对灵活、复杂的控制策略, 而且使装置的结构优化、体积大大减小, 可靠性也进一步得到提高。随着对系统性能要求的不断提高, 应用现代控制理论和方法实现控制智能化等是逆变器控制技术的重要发展方向。一般来讲, 单相逆变器中的控制方法可直接应用于三相系统, 比如采用同步坐标变换可以将基波分量转换为直流分量, 从而采用简单的比例积分 (PI) 控制即可消除基波分量的稳态误差。当然, 三相逆变器并网控制也有其特色, 比如采用同步坐标变换可以将有功电流和无功电流解耦, 而如何实现三相电网不平衡或畸变等非理想条件下并网系统的稳定与可靠运行, 也将是工程应用中需解决的技术难题。

1.2.3 逆变器电源的发展趋势

随着全控型功率器件的高频调制技术的快速发展和不断完善, 在过去的 20 多年中, 开关型逆变器无论在电路的基本形式或控制的基本方法方面都已趋于成熟。然而, 开关型逆变器技术仍然在许多方面以更快的速度不断发展, 从总体来看, 可以包含以下方面:

1. 高频化

开关型逆变器在高频化的发展方向上已经取得了很大的成就。高频化技术直接导致了隔离变压器和交流滤波器体积、重量的明显减小；同时，高频化也导致了开关损耗的迅速增加和电磁干扰的增大。高频化的发展也在很大程度上受制于逆变器转换功率的量级。

软开关技术的提出和应用在很大程度上缓解了开关损耗和电磁干扰的影响，特别是 PWM 软开关技术在实现软开关的同时，兼顾了脉宽调制线性化和易于实现的优点，因此获得了广泛的应用。当前，逆变器高频化技术在中小功率高频链多级变换逆变器中的应用已相当成熟，但各种高频链单级变换逆变器的应用和谐振型高频链单级变换逆变器的应用正在推广之中，其中有很多技术问题还需要进一步的探索和研究。自从美国威斯康星（Wisconsin）大学的 D. M. Divan 教授提出直流母线谐振软开关技术和桥臂极谐振软开关技术后，逆变器的高频化开始向中大功率等级逆变领域扩展，由于受到大功率器件开关特性的制约，这个领域的高频化还有许多事情要做。

2. 开关型逆变器的模块集成化发展

功率器件的模块化和智能化过程实际上由来已久了。随着集成技术的进步，模块内除功率器件之外，还集成有相应的接口电路、保护电路（含过电流、过电压、欠电压和过热保护等）和驱动电路，通常称为智能功率模块（IPM）。如果把控制电路也集成到功率模块中去，便形成所谓的功率集成电路（PIC），这是微电子技术与电力电子技术的完美结合，是电力电子技术的重大进步，并且已经在许多应用领域显示出巨大的优越性。但需要指出的是：无论是 IPM 还是 PIC，由于受到模块中电、热、磁等多种因素的影响，特别是电感和电容等无源器件的影响，在集成的功率等级和形成集成化的功率变换装置上都还很有限。

1997 年美国海军研究所（ONR）出于发展舰艇电动化的需要，提出并组建了所谓电力电子模块（Power Electronics Building Block, PEBB）的概念，也有的称为“电力电子积木”，把电力电子模块化集成推向了新的高度。开关型逆变器作为电能变换的主要环节之一，不可避免地在模块化的进程中要扮演极为重要的角色，作为系统结构简单的高频链单级变换和矩阵式变换，将具有重要的应用前景，同时为了扩展容量，模块的串并联技术将会有许多新的发展，尤其是为了满足不同输入电压（或电流）、不同输出电压（或电流）等级的逆变器模块的串并联技术，除了已经进行的均流、环流抑制研究之外，还要考虑稳态均压和瞬态均压、有功和无功功率的平衡等许多关键技术。

3. 开关型逆变器的数字化、网络化控制

传统的开关型逆变器多为模拟控制。随着数字控制芯片的快速发展，逐渐出现了数字-模拟混合型控制。虽然模拟控制有其连续性好和响应速度快等许多优点。但其存在许多固有缺陷，如电路复杂、调试困难、稳定性和一致性差等。随着开关型逆变器的模块化和串并联技术的发展，特别是在分布式系统对开关型逆变器的控制具有网络化的功能要求，模拟控制电路将无能为力。

各种专用的高速数字处理芯片数字信号处理器（DSP）和大规模现场可编程逻辑门

阵列芯片（FPGA）的出现极大地提高了信息的处理速度和处理能力，使得开关型逆变器的数字化，网络化控制实现已成为今后发展中最重要的趋势。它的优越性主要可体现在以下方面：可以使开关型逆变器的控制具有网络化的功能，即逆变器的工作可按控制中心的指令实时改变；其工作参数可通过数据通信进行传送；可以方便地实现各种高性能的控制算法，包括各种参数可设定的或自适应的 PID 控制、重复控制、各种智能控制等；可以按负载特性的不同灵活地进行控制策略、控制方法和控制参数的调整，而通常不必重新制作硬件电路板，所有的工作可以通过软件设计完成；易于实现标准化的设计，使得可靠性提高、一致性好、维修方便；易于实现系统的监控、故障诊断及安全运行的冗余控制。

1.2.4 逆变器在可再生能源并网发电中的应用与技术需求

近年来，太阳能光伏发电、风力发电技术已经取得长足发展，可再生能源已开始由补充能源向替代能源过渡，从偏远缺电地区户型中小功率的独立发电系统向分布式可调度型大功率并网发电系统的方向发展。随着电力紧张、环境污染等问题日趋严重，与公用电网并网运行的可再生能源发电并网系统已显示出越来越大的竞争力，不仅可提供高效率、高质量、高稳定性的绿色能源，其规模化应用（Scale Application）既可缓和电力紧张局面、减轻对环境污染的压力，还可在电能质量控制与调节等方面（如电网调峰、无功和谐波补偿等）起到积极作用，具有高效性和灵活性的特点，满足能源技术可持续发展的战略要求。因此，规模化开发利用太阳能、风能等可再生新能源将是 21 世纪人类社会进步的一个重要标志。

并网逆变器作为可再生能源发电系统与电网或用户间的关键接口，在分布式发电系统中发挥着重要作用。图 1-8 为典型的分布式可再生能源发电与并网系统的组成原理图，其中分布式能源包括光伏发电系统、风力发电系统、微型燃气轮机系统、燃料电池

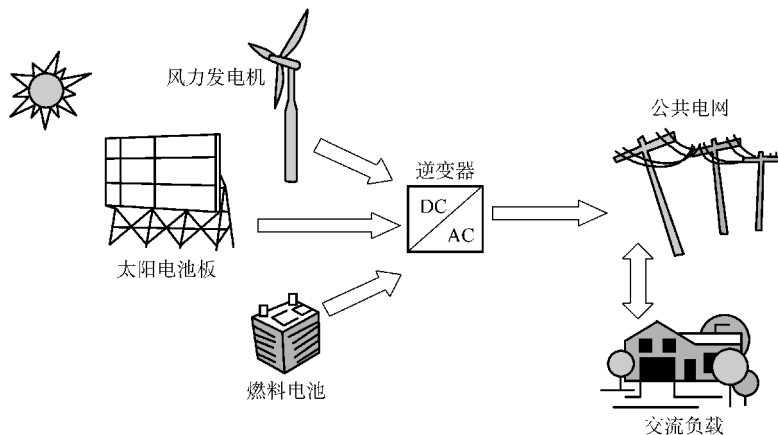


图 1-8 分布式可再生能源发电与并网系统

系统、内燃机发电系统等。并网逆变器负责将太阳能电池等电压较低、变化范围较大的直流电变换为与用电负载或电网电压相匹配的稳定交流电，既可向正常工作的电网馈送能量，也可脱网独立运行向特殊负载供电，实现分布式发电与电网的交互使用，增加供电系统的灵活性和可靠性。当光伏电池（组）的输出电压较低时，通常还需要使用 DC/DC 变换器升压到一个较高的电压等级，然后再利用 DC/AC 逆变器变换成符合要求的交流电。在风力发电并网系统中，风力机将运动的风能转换成机械能，再由感应电动机或同步电动机将机械能转换成电能。这种机电能量转换过程中，逆变器同样不可缺少。微型燃气轮机发电系统中，燃气轮机转子以高于 120000r/m 的速度旋转，驱动高速的发电机。发电机的高频电压首先进行调节，然后通过变换器变换为交流电实现并网发电。

随着光伏发电并网技术和中小容量风力发电并网技术的推广应用，对电力系统的影响越来越明显，并网的质量及可靠性越来越受到重视。目前，国内外均已制定专用技术规范或标准，对并网发电系统的并网方式、馈电质量、安全与保护等方面提出要求。目前关于分布式发电（DG）系统并网的国际技术标准主要有：①IEEE 1547《分布式电源与电力系统互连标准》；②IEEE Std. 929—2000《光伏系统并网标准》；③UL1741《用于独立电源系统的逆变器、换流器、控制器标准》。其中，获得最广泛认可的是 IEEE 1547 标准，于 2003 年由电气与电子工程师学会（IEEE）正式出版。IEEE 1547 标准规定了 10MVA 以下 DG 互连的基本要求，涉及所有有关 DG 互连的主要问题，包括电能质量、系统可靠性、系统保护、通信、安全标准、计量。IEEE1547 标准已经扩展为系列标准，包括以下几方面内容：①IEEE P1547.1《DG 与电力系统互连一致性测试程序》；②IEEE P1547.2《DG 与电力系统互连应用指南草案》；③IEEE 1547.3《DG 与电力系统互连的监测、信息交流和控制指南》；④IEEE P1547.4《分布式孤岛电力系统的设计、操作和集成指南草案》；⑤IEEE P1547.5《大于 10 MVA DG 与输电网互连技术标准则草案》；⑥IEEE P1547.6《DG 与电力系统配电二级网络互连建议草案》。

我国有关光伏系统及其并网标准也已初步建立体系框架，比如有 GB/T 19939—2005《光伏系统并网技术要求》，GB/Z 19964—2005《光伏电站接入电力系统的技术规定》，GB/T 20046—2006《光伏（PV）系统 电网接口特性》等。随着国内光伏并网产业的不断发展，相关标准正逐步完善，并与国际标准体系接轨，从而为我国大规模开发光伏并网发电系统提供技术支持。

一般来说，对于小于 10MVA 分布式并网发电电源，应该满足以下主要技术要求或规范：

（1）电压。DG 往往连接到一个低或中等电压等级的配电系统中，不同的 DG 互连标准指定不同的电压标准。当然，还没有一个国家限制允许 DG 连接的最高电压。几乎所有标准都不允许 DG 进行 PCC 电压控制，如 IEEE 1547 规定：分布式电源不允许对公共耦合点（PCC）电压进行调整，大多数标准要求 DG 在 PCC 产生的电压波动不应大于 $\pm 5\%$ 额定电压。

（2）频率。IEEE 1547 规定：安装在北美的分布式并网系统工作频率范围在 59.3 ~ 60.5Hz。根据功率大小和响应时间分两类，容量大于 30kW 的装置有特殊规定，见表 1-1。

表 1-1 并网系统频率异常响应时间

系统容量/kW	频率范围/Hz	响应时间/s
≤30	<49.3	0.16
	>50.5	0.16
>30	<47.0	0.16
	47.0~49.3	0.16~300 可变
	>50.5	0.16

我国国家标准规定，正常的频率应保持在（50±0.2）Hz。但为得到更好的电能质量，实际的电网频率应保持在（50±0.1）Hz。

（3）同步。DG 并网工作时，要求其输出电压能跟踪电网电压。DG 同步要求见表 1-2。

表 1-2 系统并网同步参数要求

容量/kVA	频率差/Hz	电压差/V	相位差/(°)
0~500	0.3	10	20
501~1500	0.2	5	15
1501~10000	0.1	3	10

（4）谐波。DG 使用电力电子变换器可能向电网注入谐波电流。谐波类型和严重程度取决于电力电子技术和逆变器连接配置情况，IEEE 1547 对并网系统输出电流谐波要求见表 1-3。

表 1-3 并网系统输出电流谐波指标

谐波次数（h）	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	总谐波
含量（%）	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

（5）直流注入。DG 系统并网直流电流注入可能会导致变压器和电动机饱和与发热，也会造成这些无源部件产生过量的谐波电流。当 DG 功率变换器直接与电网连接（不带隔离变压器），就有可能注入直流电流，这将影响变压器和其他磁性元件的饱和度和，并可能造成邻近电动机的转矩脉动。从各国和国际准则看，目前分布式逆变器注入的直流电流范围从 20mA~1A 或 0.5%~5% 的额定电流。IEEE 1547 规定，DG 注入的直流电流不应该超过 0.5% 的额定电流。比利时技术要求 DG 注入的直流电流必须小于 1% 的额定电流，如果高于 1%，DG 必须在 2s 后切断。

（6）孤岛。目前大多数技术标准都要求在当电网出现断电故障后，DG 必须尽快与电网断开。IEEE929—2000 建议小型光伏系统应该使用标准化逆变器，确保逆变器具有反孤岛保护功能，防止给用户设备正常运行带来安全隐患，以及消除孤岛对检修人员人身安全构成威胁。然而，随着 DG 并网发电容量的不断增加，传统的孤岛保护观念受到冲击，为了保证供电的稳定性和可靠性，IEEE 1547 要求 DG 具有孤岛运行的能力。

(7) 保护。电网中多个分布式电源及储能装置的接入，改变了配电系统故障的特征，比如：电力系统中潮流的双向流通；基于逆变器的 DG 不能够提供足够大的短路电流，使故障后电气量的变化变得十分复杂。因 DG 接入配电系统带来的这些变化使保护的工作原理和动作逻辑均变得异常复杂，传统继电保护方法无法满足要求，这已经成为限制分布式发电供能技术进一步发展和应用的重要技术屏障。目前，几乎所有的技术标准都要求 DG 必须满足反孤岛保护的要求，不允许破坏性地自动重合闸，不得改变原有电力系统保护的协调性。但随着 DG 的总容量占系统容量的比重越来越大，以及允许 DG 孤岛运行（微网），仍采用现有的防孤岛保护就会带来一些问题。例如电压跌落时，大量 DG 的退出将加大功率缺失，使得电力系统稳定性进一步恶化，因此并网规范中要求，DG 具有低电压穿越功能，保证 DG 在电网短时故障下不脱网运行。

第2章 单相开关型逆变器的电路拓扑及工作原理

2.1 单相逆变电路

2.1.1 单相逆变电路拓扑

单相开关型逆变器是逆变器的基础。下面将以单相逆变器为例说明其最基本的工作原理。

逆变电路根据直流侧电源性质的不同可分为两种：直流侧是电压源的称为电压型逆变电路，直流侧是电流源的称为电流型逆变电路；本章中首先介绍各种电压型逆变电路的基本拓扑构成、工作原理和特性。

电压型逆变电路有以下主要特点：

(1) 直流侧为电压源，或并联有相当于电压源的大电容。直流侧电压基本无脉动，直流回路呈现低阻抗。

(2) 由于直流电压源的箝位作用，交流侧输出电压波形为矩形波，并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。

(3) 当交流侧为阻感负载时，需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂都并联了续流二极管。

半桥逆变原理电路如图 2-1a 所示，它有两个桥臂，每个桥臂由一个可控器件和一个反并联二极管组成。在直流侧并联一个足够大的电容组，由两个相同电容串联而成；其中点即为直流电源的中点。负载连接在直流电源中点和两个桥臂连接点之间。

设开关 VI_1 、 VI_4 的栅极信号如图 2-1c 所示，在一个周期内各有半周正偏、半周反偏，且两者互补。当负载为感性时，其工作波形如图 2-1d、e 所示，输出电压 u_o 为矩形波，其幅值为 U_d 。输出电流 i_o 波形随负载情况不同而不同。当 VI_1 或 VI_4 为通态时，负载电流和电压同方向，直流侧向负载提供能量；而当 VD_1 或 VD_4 为通态时，负载电流和电压反向，负载电感中储存的能量向直流侧反馈，即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时储存在直流侧电容中，直流侧电容起着缓冲这种无功能量的作用。因为二极管 VD_1 、 VD_4 是负载向直流侧反馈能量的通道，故称为反馈二极管；又因为 VD_1 、 VD_4 起着使负载电流连续的作用，因此又称为续流二极管。

半桥逆变电路的优点是结构简单，使用器件少。其缺点是输出交流电压的幅值 U_d 仅为母线电压的一半，且直流侧需要两个电容串联，工作时还要控制两个电容电压的均衡。因此，半桥电路常用于几千瓦以下的小功率逆变电源。

电压型全桥逆变原理电路如图 2-1b 所示，它共有四个桥臂，可以看成由两个半桥

电路组合而成。把桥臂 1 和 3 作为一对，桥臂 2 和 4 作为另一对，成对的两个桥臂同时导通，两对交替各导通 180° 。其输出电压 u_o 的波形同样如图 2-1d 所示，也是矩形波，但其幅值高出一倍。在直流电压和负载都相同的情况下，其输出电流 i_o 的波形当然也和图 2-1e 中相同，仅幅值增加一倍。关于无功能量的交换，对于半桥电路的分析完全适用于全桥逆变电路。

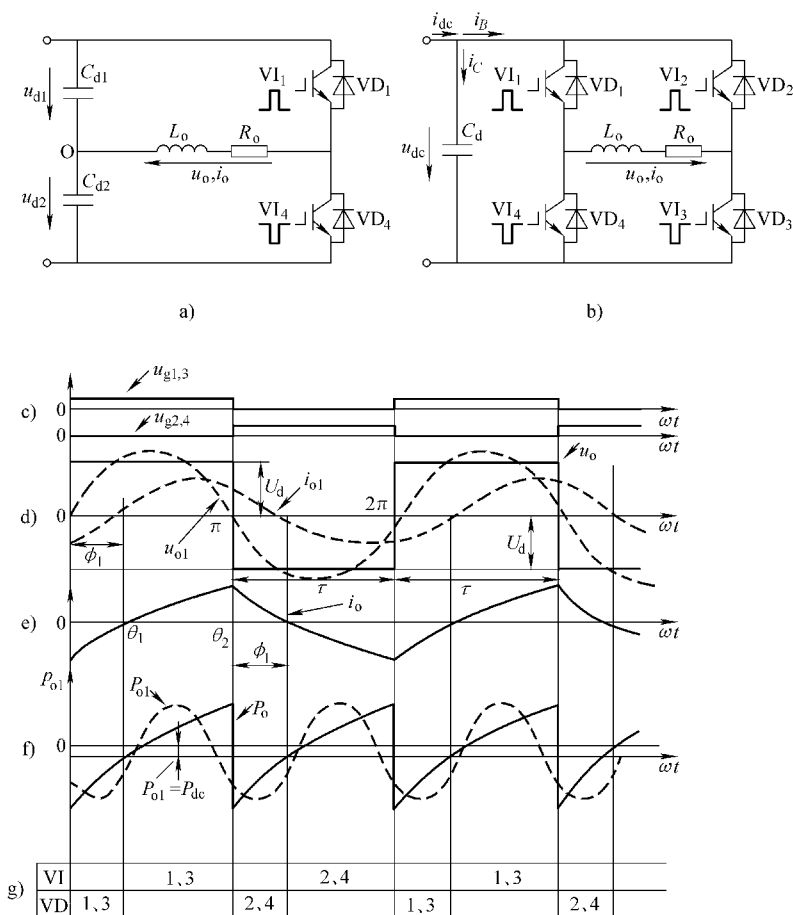


图 2-1 电压型单相桥式逆变电路

- a) 半桥逆变原理电路 b) 电压型全桥逆变原理电路 c) VI_1 、 VI_4 的栅极信号
d) 输出电压 u_o 波形 e) 输出电流 i_o 波形 f) p_o 、 p_{o1} 波形 g) VI 、 VD 导通时间

推挽逆变电路如图 2-2 所示，输出变压器一次绕组有中心抽头，二次侧输出接负载。交替地驱动两个开关器件 VI_1 、 VI_2 ，在 VI_1 被驱动、 VI_2 截止的正半周期中， $u_{OA} = +u_{dc}$ ，二次电压 u_{ab} 为正值方波。在 VI_2 被驱动， VI_1 截止的负半周期中， $u_{OB} = +u_{dc}$ ， $u_{OA} = -u_{dc}$ ，此时二次电压 u_{ab} 为负值方波。因此变压器输出电压为 180° 宽的交流方波。交替驱动两个开关器件，通过变压器的耦合给负载加上矩形波交流电压。两个二极管的

作用也是给负载电感中储存的无功能量提供反馈通道。在 u_{dc} 和负载参数相同，且变压器一次侧两个绕组和二次绕组的匝比为 1:1:1 的情况下，该电路的输出电压 u_o 和输出电流 i_o 的波形及幅值与全桥逆变电路时完全相同。因此，之前对全桥、半桥电路的分析也适用于该电路。图 2-2 中，只用了两个开关器件，比全桥电路少了两个开关器件，但是当开关器件截止时其承受的断态电压为 $2u_{dc}$ ，比四个开关器件的全桥式电路中开关器件所承受的断态电压 u_{dc} 高了一倍，而且还必须采用带中心抽头的变压器。这种变压器中心抽头推挽式逆变电路，适用于低压小功率而又必须将直流电源与负载电气隔离的应用领域。

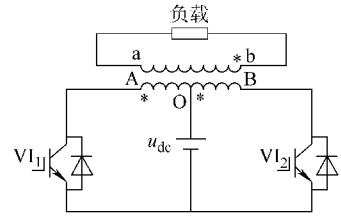


图 2-2 变压器中心抽头推挽式单相逆变电路

2.1.2 单相逆变电路开关器件利用系数

设单相逆变电路的输入电压 U_d 最大值为 U_{dmax} ，这决定了开关的额定耐压。在 PWM 模式中， U_d 可看作稳定在 U_{dmax} 值附近；但在方波模式下， U_d 通常要低于 U_{dmax} ，从而也降低了输出电压值。不考虑 PWM 工作模式或方波工作模式的差别，假设负载电感值足够大，可以在最重负载情况下将输出电流 I_o 维持在纯正弦电流有效值 I_{omax} 附近（对于方波输出的一个理想条件）。

若假设输出电流为纯正弦，逆变器的基波频率处的输出功率为最大额定输出： $U_{ol} I_{omax}$ ，其中 U_{ol} 为输出电压的基波成分。假设 U_T 和 I_T 分别为开关器件的额定电压、电流峰值，则逆变器的所有开关器件利用率 γ 可定义为

$$\gamma = \frac{U_{ol} I_{omax}}{q U_T I_T} \quad (2-1)$$

式中 q ——逆变器中的开关器件数量。

将各种单相逆变器的开关器件利用率进行比较，首先比较额定输出的方波逆变模式（最大开关器件利用率发生在 $U_d = U_{dmax}$ ）。

1. 推挽逆变器

$$\begin{aligned} U_T &= 2U_{dmax} \\ I_T &= \sqrt{2} \frac{I_{omax}}{n} \\ U_{olmax} &= \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{U_{dmax}}{n} \\ q &= 2 \end{aligned} \quad (2-2)$$

式中 n ——变压器匝比。

将参数代入式 (2-1) 得

$$\text{此时, } \gamma = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$$

2. 半桥逆变器

$$U_T = 2U_{dmax}; I_T = \sqrt{2} \frac{I_{omax}}{n}; U_{olmax} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{U_{dmax}}{n}; q=2 \quad (2-3)$$

此时, $\gamma = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$

3. 全桥逆变器

$$U_T = U_{dmax}; I_T = \sqrt{2} \frac{I_{omax}}{n}; U_{olmax} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{U_{dmax}}{n}; q=4 \quad (2-4)$$

此时, $\gamma = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$

这说明无论是在全桥, 还是半桥、推挽电路中, 最大开关器件利用率均为 0.16。而实际中的开关器件利用率通常要略小于 0.16, 这是因为

- (1) 为保证开关器件工作安全, 其额定容量的选取较保守, 通常留有较大裕量;
- (2) 决定 PWM 逆变器开关器件的电流额定值需考虑直流输入电压的变化范围;
- (3) 输出负载的波动直接影响开关器件电流容量; 逆变器通常要求具有短时间的过载能力, 综上所述, 实际应用中的开关器件利用率要低于 0.16。

2.1.3 单相逆变电路性能比较

本节中, 将对各种双端功率变换电路性能进行对比, 这里所谓的双端功率变换电路是指传统的推挽式、半桥式和全桥式电路, 不包括由单端正激电路演变而来的复合隔离的双单端正激功率变换电路。

双端功率变换电路各有自己的优点和不足:

- (1) 推挽式电路用的开关器件少, 电路拓扑简洁; 但开关器件电压高, 适用于输入电压比较低的功率变换器。
- (2) 半桥式电路用的开关器件少, 开关器件电压不高, 驱动简单, 抗电路不平衡能力强, 但输出功率小, 适用于中小功率的逆变器。
- (3) 全桥式电路开关器件电压不高, 输出功率大, 但用的开关器件多, 驱动较复杂, 适用于大功率的逆变器。

各种双端功率变换电路性能对比和应用情况见表 2-1。

表 2-1 双端功率变换电路性能对比

电路形式/项目	推挽式	半桥式	全桥式
开关管端电压	$2U_d$	U_d	U_d
相同输出功率时的电流容量	一倍	两倍	一倍
相同电流容量时的输出功率	两倍	一倍	两倍
变压器一次电压	U_d	$0.5 U_d$	U_d
主开关器件的数量	2	2	4
输入滤波电容组数	1	2	1

(续)

电路形式/项目	推挽式	半桥式	全桥式
栅极驱动功率	小	中等	大
驱动电路复杂程度	简单	中等	复杂
适用的功率容量	中等	中等	大
抗电路不平衡能力	差	好	差

2.2 单相方波输出逆变电路工作原理

由上节分析可见，单相电压型全桥方波电路是由两个半桥方波电路组成的。半桥电路虽然结构简单，但输出电压低，适用于小容量场合。全桥电路输出电压提高一倍，适用于容量相对较高的场合。就直流电源性质和主电路结构而言，两者完全相同（半桥电路同样），在电路分析中，为了正确判断电路功能，还必须了解其负载性质和功率器件控制极（视器件不同称为栅极、门极或基极）信号的时序分布。例如逆变电路必然要带交流负载（包括输出变压器），而四象限电路则是直流负载（包括有源负载）。

2.2.1 单相方波输出逆变电路

1. 基本假定

（1）构成逆变电路的功率开关器件均为具有理想特性的器件：无惯性、无内耗、开关状态的切换可在瞬间完成。

（2）向逆变电路供电的直流电源无内阻，直流侧并联电容值足够大，直流电压无纹波，且不受负载影响。

（3）逆变电路具有理想负载，变压器和电抗器无直流内阻、铁心无饱和；电路无分布电感和寄生电容；负载电容无内部损耗。

2. 基本电路

电压型单相半桥式逆变电路如图 2-1a 所示，而单相全桥式逆变电路则如图 2-1b 所示。单相方波逆变是指逆变电路输出电压为交变方波，且脉宽 $\tau = \pi \text{rad}$ ，如图 2-1d 所示。由图可见，若加到全桥电路各桥臂可控制件 $VI_1 \sim VI_4$ 的控制极信号波形如图 2-1c 所示，即 u_{g1} 和 u_{g3} 、 u_{g2} 和 u_{g4} 同相；而 u_{g1} 和 u_{g4} 、 u_{g2} 和 u_{g3} 的相位互补，根据上述假定，电路输出电压 u_o 波形为一交变方波，其脉宽 $\tau = \pi$ 。

按以上分析，逆变电路输出电压的重复频率，受控于控制极信号 u_g 的重复频率 f ，输出电压 u_o 的脉宽 τ 为 π ，脉冲幅值为 U_d ，如图 2-1d 所示。将 u_o 用傅立叶级数展开，得

$$\begin{aligned} u_o &= \sum_n \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (n = 1, 3, 5, \cdots) \\ &= \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin3\omega t + \frac{1}{5}\sin5\omega t + \cdots + \frac{1}{n}\sin n\omega t \right) \quad (2-5) \\ &= U_{o1m} \sin\omega t + U_{o3m} \sin3\omega t + U_{o5m} \sin5\omega t + \cdots + U_{onm} \sin n\omega t \end{aligned}$$

式中 $\omega = 2\pi f$ 。

U_{olm} ——输出电压基波幅值

$$U_{olm} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (2-6)$$

U_{ol} ——输出电压基波有效值

$$U_{ol} = U_{olm}/\sqrt{2} = 0.9U_d \quad (2-7)$$

A_v ——输出基波电压增益

$$A_v = \frac{U_{olm}}{U_d} = 1.27 \quad (2-8)$$

通过以上分析,可以看出方波逆变电路输出电压具有以下特点:

(1) 输出电压 u_o 的波形与负载无关,恒为交变方波,这是所有电压型逆变电路的共同特点;但输出电流 i_o 的波形则与负载性质和参数有关,例如在无源线性感性负载下,其基波分量 i_{ol} 滞后于基波电压 u_{ol} ,其相位差 $\phi_1 = \arctan \omega L_o / R_o$ 。

(2) u_o 除包含基波分量 u_{ol} 外,还包含奇次谐波,其幅值随谐波次数的增加而递减。
令

$$C_n = \frac{U_{onm}}{U_{olm}} = \frac{U_{onm}}{4U_d/\pi} = \frac{1}{n} \Big|_{n=1,3,5,\dots} \quad (2-9)$$

式中 U_{onm} —— n 次谐波幅值;

C_n ——各次谐波的相对幅值。

显然, C_n 越高,则表示 u_o 的谐波含量越高。 u_o 的总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion Factor, THD) 定义为

$$THD = \frac{1}{U_{olm}} \left(\sum_{n=2}^{\infty} U_{onm}^2 \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2-10)$$

上式表明, THD 也反映 u_o 的谐波含量,若 u_o 无谐波,则 $THD = 0$; 逆变电路 THD 的容许值与负载有关,例如,计算机用不间断电源 (UPS) 的 $THD \leq 5\%$,这显然低于以交流电动机为负载的变频电源。

(3) 电压增益 A_v 表示输出基波幅值 U_{olm} 与直流电压 U_d 之比, A_v 值越高,表示单位直流电压获得的交流电压 U_{olm} 也越大,故 A_v 又称为直流电压利用率。

由图 2-1g 可见,当 VI_1 、 VI_3 或 VI_2 、 VI_4 导通时,输出电压 u_o 和输出电流 i_o 同向,电源向负载提供能量;当 VD_1 、 VD_3 和 VD_2 、 VD_4 导通时,输出电压 u_o 和输出电流 i_o 异向,负载中能量反馈到 C_d 中,反并联二极管和 C_d 为无功电流提供通路。根据上述工作状态,逆变电路具有以下两种不同的换流方式。

(1) 臂内换流:指电流在同一导电桥臂内器件间的转移。例如在图 2-1e 中, $\omega t = \theta_1$ 时, $i_{VD1} = 0$, VD_1 截止,由于 $u_{g1} > 0$, VI_1 相继导通,负载电流反向,并从 VD_1 中转移至 VI_2 (同理在另一桥臂中,有 VD_3 移至 VI_3)。这种电流转移产生于电流过零时刻,换流过程只涉及桥臂内器件的更迭,并不改变导电回路,物理过程相对简单,故也称为自然换流方式;

(2) 臂间换流:指电流在桥臂间转移。例如在 $\omega t = \theta_2$ 时,有 $u_{g1} = 0$, VI_1 关断,由

于 $i_{V_{I_1}} = i_o > 0$ ，为了维持电流的原来的流向，尽管此时有 $u_{g2} > 0$ ，但只有 VD_2 正偏导通（由于 VD_2 导通， VI_2 反偏阻断）。这种换流是在上下导电臂间进行，涉及导电回路的更迭，而且换流时退出导通的器件中的电流并无自然过零的性质，因而换流过程相对复杂，也称为强制换流。

必须指出，上述臂内换流和臂间换流方式也同样存在于容性负载，但臂内换流程序改为由 $VI \rightarrow VD$ ；臂间换流程序相应地为 $VD \rightarrow VI$ ，与上述感性负载过程相反，读者可自行分析。

根据图 2-1d、e，逆变输出功率的瞬时值 p_o 为

$$p_o = u_o i_o \quad (2-11)$$

由图可见，在 $0 < \omega t < \phi_1$ 区间， $p_o < 0$ ，说明在该区间电路工作于整流状态，负载端交流电能通过反并联二极管反馈到直流电源，于是在非纯阻性负载条件下，在一个工作周期内，逆变和整流工作状态交替出现，当 $\phi_1 < \pi/2$ 时，逆变状态的持续时间将较整流状态的长，负载端基波瞬时功率为

$$p_{ol} = u_{ol} i_{ol} \quad (2-12)$$

按图 2-1d 所选的时间坐标，有

$$u_{ol} = U_{olm} \sin \omega t = \sqrt{2} U_{ol} \sin \omega t \quad (2-13)$$

$$i_{ol} = I_{olm} \sin(\omega t - \phi_1) = \sqrt{2} I_{ol} \sin(\omega t - \phi_1) \quad (2-14)$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T \quad (2-15)$$

式中 U_{ol} 、 I_{ol} ——输出电压和电流的基波有效值。

将式 (2-13)、式 (2-14) 代入式 (2-12) 有：

$$\begin{aligned} p_{ol} &= U_{ol} I_{ol} \cos \phi_1 - U_{ol} I_{ol} \cos(2\omega t - \phi_1) \\ &= S_1 \cos \phi_1 - S_1 \cos(2\omega t - \phi_1) \\ &= P_{DC} + p_{AC} \end{aligned} \quad (2-16)$$

式中

$$P_{DC} = U_{ol} I_{ol} \cos \phi_1 \quad (2-17)$$

$$p_{AC} = -U_{ol} I_{ol} \cos(2\omega t - \phi_1) \quad (2-18)$$

式 (2-16) 表明，基波功率瞬时值包含直流分量 P_{DC} 和交流分量 p_{AC} ， p_{AC} 以两倍基波频率规律变化，其平均值为零，因而基波平均功率为

$$P_{ol} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{ol} dt = S_1 \cos \phi_1 = P_{DC} \quad (2-19)$$

上式表明，逆变电路基波有功功率与平均功率相等。

全桥电流型逆变电路与电压型逆变电路呈对偶结构，如图 2-3 所示。输入由直流电源 I_d 构成，两个桥臂的开关器件用全控型开关器件和截止二极管串联构成单向开关 VI_1 取代电压型逆变电路中并联续流二极管的双向开关；负载 Z 上承受电流方波，其电压值由负载自身决定。

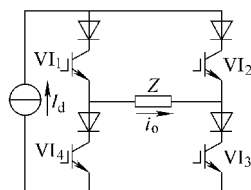


图 2-3 全桥电流型逆变电路

值得注意的是, 电流型逆变电路在换流过程中与电压型逆变器的臂内换流方式不同, 采用的是臂间换流的方式, 同一桥臂上的两个开关的驱动信号之间加入的也并非死区区间, 而是重叠区间, 目的是使被控对象——电流量能够安全换流。

2.2.2 相移式方波逆变电路

所谓相移式方波逆变电路是指通过控制脉冲相位的调节实现输出电压调节的方波逆变电路, 其电路结构 (只适用于全桥) 完全与图 2-1b 相同。但其控制脉冲相位则如图 2-4a 所示。由图可见, u_{g1} 和 u_{g4} 、 u_{g2} 和 u_{g3} 相位关系仍然为互补, 但 u_{g1} 与 u_{g3} (u_{g2} 与 u_{g4}) 却不同相, u_{g3} 与 u_{g2} 分别超前于 u_{g1} 与 u_{g4} 一个电角度 β , 该角度在 $0 \sim \pi$ 范围内连续可调。根据上述控制脉冲的相位关系, 可将主电路中由 VI_1 和 VI_4 组成的桥臂称为基准臂, 而把由 VI_2 和 VI_3 组成的桥臂称为移相臂, 其调压原理是依靠改变移相臂对基准臂的相位角 β 来改变输出电压波形的, 从而改变输出电压基波有效值, 实现桥内移相调压的目的。

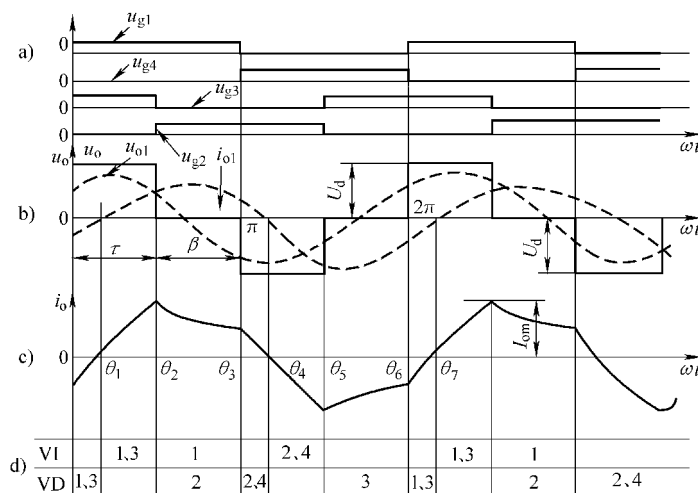


图 2-4 相移式方波逆变电路的工作波形

根据功率器件为理想器件的假定, 不考虑开关器件的暂态过程, 电路在内部移相控制条件下, 具有以下 3 种工作模式:

(1) 第 1 模式: 在图 2-4c 的 $0 < \omega t < \theta_1$ 区间, $u_{g1} > 0$, $u_{g3} > 0$, $u_{g2} = u_{g4} = 0$, $u_o > 0$, 但 $i_o < 0$, 故应有 VD_1 和 VD_3 导通, 其他器件关断, 逆变输入功率的瞬时值 $p_d < 0$ ($i_\beta < 0$), 表示负载通过逆变电路向电源反馈能量。

(2) 第 2 模式: 在图 2-4c 的 $\theta_1 < \omega t < \theta_2$ 区间, 控制脉冲的状态同上, 但 $i_o > 0$, 当 $\omega t = \theta_1$ 时, 有 $i_o = i_{VD1} = i_{VD3} = 0$, VD_1 和 VD_3 自然关断, 对 VI_1 和 VI_3 的反向箝位解除, VI_1 和 VI_3 相应导通, 由于 $i_\beta > 0$, $p_d > 0$, 表示电源向负载输送能量。

(3) 第 3 模式: 在图 2-4c 的 $\theta_2 < \omega t < \theta_3$ 区间, 当 $\omega t = \theta_2$ 时, $u_{g2} > 0$, $u_{g3} = 0$, VI_3

关断, 为了维持 i_o 连续, VD_2 正偏导通, VI_2 暂时处于反向阻断状态, 于是电路中有 VI_1 、 VD_2 导通, 负载沿 VI_1 、 VD_2 短路, $u_o > 0$, $i_\beta = 0$, L_o 中的储能释放出来维持 i_o 连续, 输出功率瞬时值 $p_o = 0$, 直流输入功率 $p_d = 0$, 逆变电路与直流电源脱离, 沿逆变桥流过内部环流, 这种情况一直持续到 $\omega t = \theta_3 = \pi$, $u_{g1} = 0$ 、 $u_{g4} > 0$ 时为止。

综上所述可得

(1) 在半个周期中, 电路一共经历了 3 种工作模式, 而输出电压有 3 种电平变换, 即

$$u_o = \begin{cases} +U_d & \theta_1 < \omega t < \theta_2 \\ 0 & \theta_2 < \omega t < \theta_3 \\ -U_d & \theta_3 < \omega t < \theta_4 \end{cases} \quad (2-20)$$

(2) 改变移相角 β 即可改变电路处于第 3 模式的持续时间, 从而改变输出电压脉宽 τ :

$$\tau = \pi - \beta \quad (2-21)$$

在直流电压 U_d 为恒值时, 由于 τ 的改变将使输出电压的波形和数值均发生改变。

按图 2-5 所选坐标原点, 将 u_o 用傅立叶级数展开, 得

$$u_o = \sum_n A_n \cos n\omega t \quad (2-22)$$

式中 n ——正奇数;

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi u_o \cos n\omega t d\omega t \quad (2-23)$$

$$u_o = \begin{cases} U_d & 0 < \omega t < \tau/2 \text{ 时} \\ 0 & \tau/2 < \omega t < \pi/2 \text{ 时} \end{cases} \quad (2-24)$$

将式 (2-24) 代入式 (2-23) 有

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\tau/2} U_d \cos n\omega t d\omega t = \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\tau}{2} \quad (2-25)$$

$$u_o = \sum_n U_{onm} \cos n\omega t$$

式中

$$U_{onm} = \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\tau}{2} \quad (2-26)$$

基波电压幅值

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\tau}{2} \quad (2-27)$$

基波电压有效值

$$U_{ol} = \frac{U_{o1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \sin \frac{\tau}{2} \quad (2-28)$$

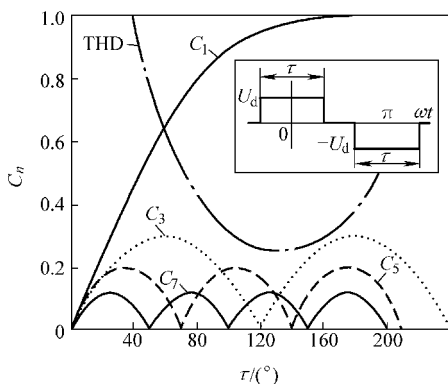


图 2-5 输出电压谐波含量

当脉宽 $\tau = \pi$ 时, 有

$$U_{\text{olm}} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (2-29)$$

式 (2-29) 与式 (2-6) 相同。由式 (2-26) 知, 改变脉宽 τ 即可改变包括基波在内的各次谐波幅值。图 2-5 所示为各次谐波幅值与 τ 的关系曲线, 图中:

$$C_n = \frac{U_{\text{onm}}}{4U_d/\pi} = \frac{1}{n} \sin \frac{n\pi}{2} \quad (2-30)$$

根据各次谐波分布, 可计算输出电压总谐波畸变率 (THD) 随 τ 变化的关系曲线。

该电路的主要特点有:

(1) 电路兼具变频调压功能。利用控制脉冲相位变化, 在不改动主电路结构的条件下实现输出电压调节。由图 2-4b 可见, 实际上是改变输出电压的脉宽 τ , 因此有些文献称之为单脉宽调制式逆变电路。

(2) 功率开关器件的环境有所改善。由图 2-4c 可见, 二极管具有零电流关断环境; 相应的可控器件具有零电流开通的环境。由于是在零电流条件下开关, 上述器件的开关损耗将比方波逆变电路的低, 这是移相式电路的优点, 现在已可以利用这一固有特点来构成软开关电路, 并称之为控制型软开关电路。

(3) 谐波含量仍然过高。由图 2-5 可见, 电路 THD 的最低值也超过 20%。必须指出, 逆变电路高 THD 固然是不理想的, 但是如果这种高 THD 是由低次谐波构成的那就不更不希望了。因为对于相同 THD 值, 它比高次谐波更难于运用滤波手段, 显然上述两种逆变电路, 其输出电压都包含了丰富的低次谐波。

(4) 电路内部环流大。由图 2-4b 和图 2-4c 可见, 在 $\theta_2 < \omega t < \theta_3$ 和 $\theta_5 < \omega t < \theta_6$ 两个区间, 均有 $u_o = 0$, $i_\beta = 0$, 相应直流输入瞬时功率 $p_d = 0$, 交流输出瞬时功率 $p_o = 0$, 但电路仍然有环流流过, 这一电流并不输出功率, 只会产生器件的导通损耗, 如果逆变重复频率较高, 便会影响电路效率。

2.2.3 负载谐振型逆变电路

当逆变器负载为 RLC 且满足振荡条件时, 这种负载称为谐振负载。谐振负载既可以是串联的, 也可以是并联的。对于谐振负载, 可以通过改变逆变频率来改变输出电压和功率, 例如感应加热负载和中频 X 射线机高压逆变负载。因此, 对输出频率没有严格要求, 而又要求改变输出电压的场合, 可以利用谐振式逆变电路来达到目的。

谐振式逆变电路的特点:

(1) 逆变电路输出波形为方波 (电压方波或电流方波)。

(2) 对于这种负载, 可以将逆变频率调谐到谐振频率附近, 从而获得正弦的输出电流或电压, 而无需通过低通滤波器来消除其最低次谐波, 所谓“谐振”式逆变电路也因此而得名。

(3) 谐振式逆变器的一大缺点是由于利用负载的谐振特点, 电路中的元器件要承受很大的电流或电压。电力半导体器件会因此而需承受很大的器件应力。

谐振式逆变器有电压型串联谐振式和电流型并联谐振式两种。对于串联谐振式逆变器，其输出电压为方波，负载电流波形接近正弦波，而并联谐振式逆变器的输出电流为方波，负载的电压波形接近正弦波。

1. 电压型串联谐振逆变电路

串联谐振槽路 (RLC) 如图 2-6a 所示。其导纳 Y 可表示为

$$Y(s) = \frac{1}{sL + \frac{1}{sC} + R} = \frac{sC}{s^2 LC + sRC + 1} \quad (2-31)$$

它是复频率 $s = j\omega$ 的函数。若 $\alpha = \frac{R}{2L}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 则有

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R} \right) \frac{2\alpha s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (2-32)$$

由式 (2-32) 可知，谐振时，即 $s = j\omega_0$ 时，感抗和容抗互相抵消， $Y(s_0) = 1/R$ ，即电路阻抗为纯阻性质，频域的对数幅频特性如图 2-6b 所示。曲线的陡峭程度可用半宽度来描述，也就是半功率点或 3dB 点的频率范围。对于串联谐振式逆变器，3dB 点出现在 $s = j(\omega_0 \pm \alpha)$ 处，所以其半宽度为 2α 。

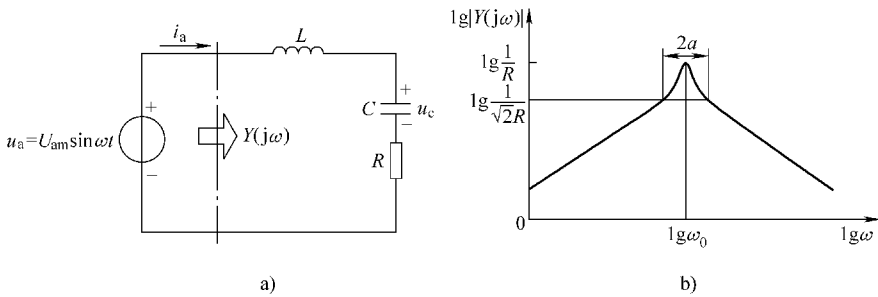


图 2-6 串联谐振槽路及其频率响应

a) 串联谐振槽路 b) 频率响应

若令串联谐振电路的品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{2\alpha} \quad (2-33)$$

则式 (2-32) 可变为

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R} \right) \frac{\frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (2-34)$$

谐振时的特点：

(1) 当 $s = j\omega_0$ 时， $Y(s_0) = 1/R$ ，也就是说，谐振时的负载 (R) 电压等于电源电压，即

$$u_R = u_a = U_{am} \sin \omega_0 t$$

$$i_a = \frac{U_{am}}{R} \sin \omega_0 t$$

(2) 电容和电感上的电压, 可达电源电压的 Q 倍。在一般情况下, 电路中电流 i_a 可表达为 $I_a(s) = U_a(s) Y(s)$

$$\begin{aligned} U_c(s) &= \frac{I_a(s)}{sC} = \frac{U_a(s) Y(s)}{sC} \\ &= U_a(s) \frac{2\alpha s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \frac{1}{sCR} \\ &= U_a(s) \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \frac{2\alpha}{\omega_0^2 CR} \\ &= U_a(s) \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (2-35)$$

于是有

$$\left| \frac{U_c}{U_a} \right| = \left| \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \right| \quad (2-36)$$

当 $s = j\omega_0$ 时

$$\left| \frac{U_c}{U_a} \right|_{s=j\omega_0} = \frac{\omega_0}{2\alpha} = Q \quad (2-37)$$

式 (2-37) 表明, 谐振时电容 (或电感) 上的电压值正比于谐振电路的 Q 值, 可比输入电源电压值高出许多倍。

前面所讨论的只是针对输入电源为正弦波的情况, 加交流方波电压源的串联谐振电路示于图 2-7a。

只要 $\omega = \omega_0$, 而且 Q 值足够大时, 则 i_a 中所含的谐波分量很少, 而且电流 i_a 非常接近正弦波, 故有

$$i_a \approx |Y(j\omega_0)| U_{alm} \sin \omega_0 t = \left(\frac{1}{R} \right) \frac{4U_d}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (2-38)$$

其中, U_{alm} 为方波电压的基波分量幅值, 在这种情况下, 谐振槽路电流 i_a 与输入方波电压同相。在此处, 我们看到利用电路的谐振性质来滤除谐波的例子, 其波形示于图 2-7b。

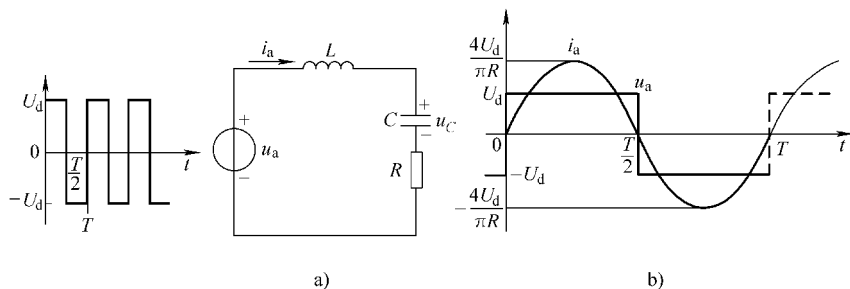


图 2-7 输入为方波电压的串联谐振电路及其波形

a) 电路 b) 波形

当电压源频率大于谐振频率，即 $\omega > \omega_0$ 时， LC 作用相当于一个电感 (L_E)，即

$$L_E = L \left(1 - \frac{1}{\beta^2} \right) \quad (2-39)$$

其中， $\beta = \omega/\omega_0 > 1$ 。在这种情况下，谐振电路的阻抗等值于 LR 电路，如图 2-8a 所示，于是输入电源的基波电压 u_{a1} 就加在 L_{ER} 上。若假定滤波器能将高次谐波滤除，使得 $i_a \approx i_{a1}$ 则有

$$i_a \approx i_{a1} = I_{a1m} \sin(\omega t - \theta) \quad (2-40)$$

$$I_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi R} \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2 L_E^2}{R^2} + 1}} \quad (2-41)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\omega L_E}{R}\right) \quad (2-42)$$

显然，在 $\omega > \omega_0$ 时， i_a 的幅值比 $\omega = \omega_0$ 时的小。其波形示于图 2-8b。

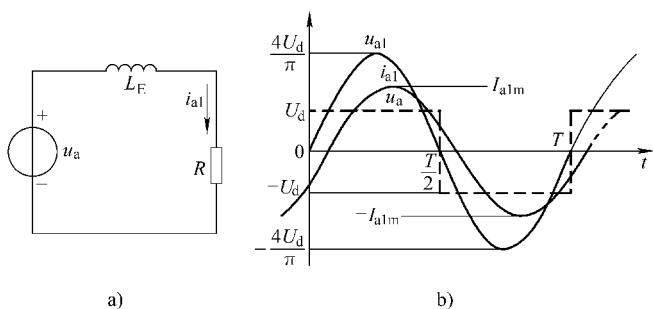


图 2-8 $\omega > \omega_0$ 时的等值电路及其波形

a) 等效电路 b) 波形

当 $\omega < \omega_0$ 时， LC 的作用相当于一个电容 (C_E) 即

$$C_E = \frac{C}{1 - r^2} \quad (2-43)$$

其中， $r = \omega/\omega_0 < 1$ 。此时的谐振电路阻抗等于 RC 网络，只要 ω 不是比 ω_0 低得太多，仍足以使 $i_a \approx i_{a1}$ ，则有

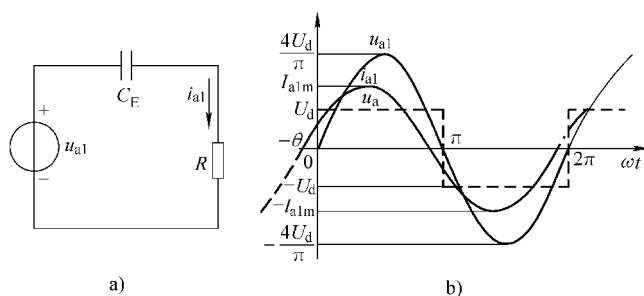
$$i_a \approx i_{a1} = I_{a1m} \sin(\omega t + \theta) \quad (2-44)$$

$$I_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi R} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\omega C_E R)^2} + 1}} \quad (2-45)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{1}{\omega C_E R}\right) \quad (2-46)$$

同理， $\omega < \omega_0$ 时的 i_a 幅值比 $\omega = \omega_0$ 时的小。其波形示于图 2-9b。

从上面分析可知，只要电源频率 (ω) 偏离槽路的谐振频率 (ω_0)，在附加阻抗上

图 2-9 $\omega < \omega_0$ 时的等值电路及其波形

a) 等效电路 b) 波形

就引起了电压降落, 因此负载 (R) 上的电压就要减少。当槽路的 Q 值比较大, 这种偏离将会引起负载上电压大的变化。也就是说, 可以通过改变逆变器的工作频率来改变负载上的电压和功率, 即所谓调频调压和调频调功。

电压型串联谐振式逆变电路如图 2-10 所示, 利用该电路, 使 VI_1 和 VI_2 轮流工作半个逆变周期, 则在串联谐振槽路的端口获得交流方波电压。

当逆变电路工作在谐振频率 (ω_0) 时, 开关器件的状态转换总是发生在开关器件电流过零的时刻, 因而降低了器件的开关损耗 (见图 2-7b)。在这种情况下, 所有反并联二极管始终不通过电流。

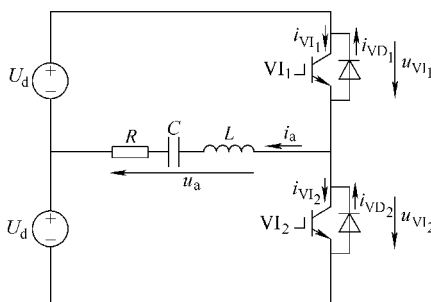


图 2-10 电压型串联谐振式逆变电路 (半桥)

当逆变电路的工作频率大于谐振频率, 即 $\omega > \omega_0$, 且 $\omega \approx \omega_0$ 时, 电路工作于感性负载条件下, 负载电流 i_a 滞后于槽路端口电压 u_a , 如图 2-11a 所示。

当逆变电路的工作频率小于谐振频率, 即 $\omega < \omega_0$, 且 $\omega \approx \omega_0$, 谐振槽路呈现容性, 所以负载电流 i_a 超前于槽路端口电压 u_a , 如图 2-11b 所示。

2. 电流型并联谐振逆变电路

并联谐振槽路示于图 2-12a, 其中, i_a 为正弦波。其导纳可表示为

$$Y(s) = \frac{1}{sL} + sC + \frac{1}{R}$$

$$Z(s) = \frac{1}{Y(s)} = R \frac{\frac{s}{Q\omega_0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2-47)$$

式中 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, 令

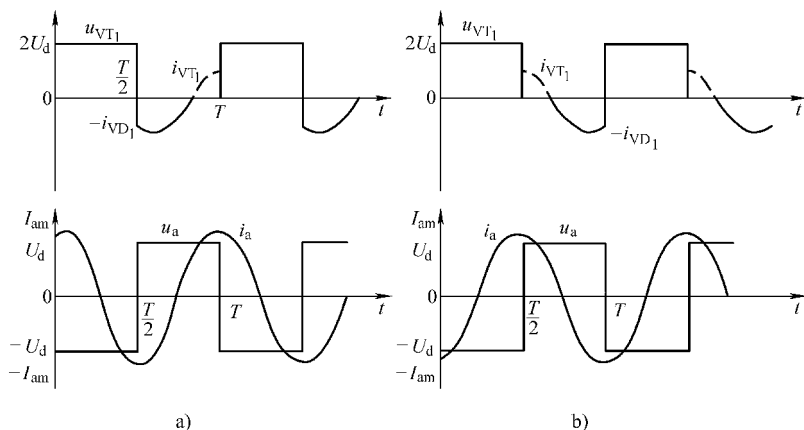


图 2-11 电压型串联谐振式逆变电路工作波形

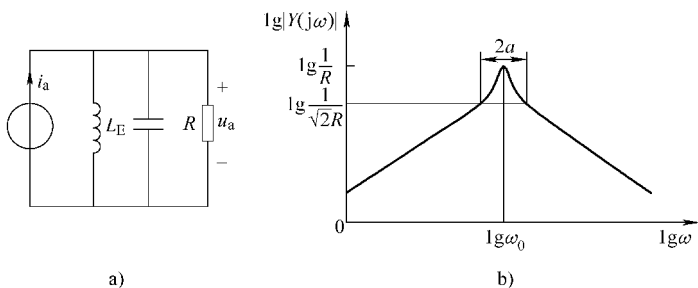
a) $\omega > \omega_0$ b) $\omega < \omega_0$ 

图 2-12 并联谐振槽路及其频域响应

a) 并联谐振槽路 b) 对数幅频特性

$$Q = \omega_0 RC \quad (2-48)$$

比较式 (2-47) 和式 (2-32) 可知, 二者形式相近, 只是系数不同, 因此它们的幅频特性曲线的形状是一样的。图 2-12b 给出了并联谐振槽路的对数幅频特性。同串联谐振一样, 其半宽度为 2α , 可用以表征曲线的陡峭程度。

谐振时的特点:

(1) 当 $s = j\omega$ 时, $Z(s_0) = R$ 。也就是说, 谐振时负载 R 中的电流就等于电流源的电流 $i_a = I_a \sin \omega t$, LC 并联槽路相当于开路, 但 L 和 C 中都流过很大的电流。这时, 整个并联槽路的阻抗为纯阻性质。

(2) 通过电容和电感的电流为电流源电流的 Q 倍。谐振时, 槽路的电压为

$$u_a = R(I_a \sin \omega_0 t) = I_a R \sin \omega_0 t$$

所以

$$I_L = I_C = I_a R \omega_0 C$$

即

$$\frac{I_L}{I_a} = \frac{I_C}{I_a} = \omega_0 RC = Q \quad (2-49)$$

前面讨论的是电流源为正弦波的情形。方波电流输入的并联谐振槽路示于图2-13a，并分下述几种情况加以讨论。

1) 在 $\omega = \omega_0$ ，即电流源频率 (ω) 等于谐振频率 (ω_0) 时，只要 Q 值足够大，槽路电压 u_a 中所含的谐波很低，则可以认为

$$u_a \approx u_{a1} = RI_{a1m} \sin \omega_0 t = \frac{4I_d R}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (2-50)$$

其波形示于图 2-13b。负载电压 u_a 同输入电流 i_a 同相，槽路显示电阻性。

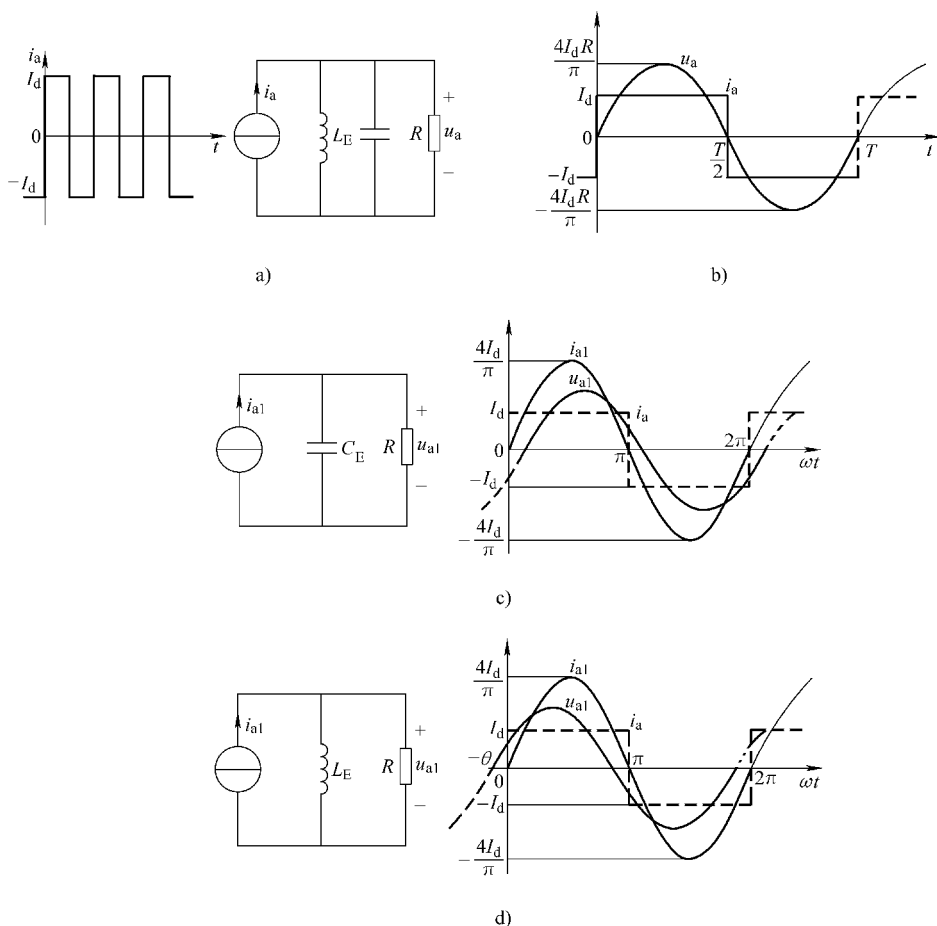


图 2-13 方波电流输入的并联谐振槽路及其波形

a) 电路 b) $\omega = \omega_0$ 的波形 c) $\omega > \omega_0$ 的波形 d) $\omega < \omega_0$ 的波形

2) 当 $\omega > \omega_0$ 时， LC 槽路的作用相当一个电容 C_E ，它同负载电阻 R 相并联，起分流作用（见图 2-13c）。这样一来，流过 R 的电流减少，槽路电压 u_{a1} 也降低。因整个槽路显容性，槽路电压 u_{a1} 滞后于 i_a ，其波形如图 2-13c 所示。

3) 当 $\omega < \omega_0$ 时, LC 槽路的作用相当于一个电感 L_E , 它也是同电阻 R 并联, 也起分流作用。因此, 流过 R 的电流也减少, 槽路电压 u_{a1} 也同样降低。因整个槽路呈感性, 槽路电压超前于 i_a , 其波形如图 2-13d 所示。

很显然, 同串联谐振一样, 通过改变输入频率可以改变并联槽路的电压, 从而也就改变了负载的功率。当然, 实际应用时, 频率改变范围受下面三个因素的限制: 器件开关频率、元件的电流容量以及最低次谐波频率不得接近槽路的谐振频率。

电流型并联谐振式逆变电路示于图 2-14。利用该电路, 使 VI_1 、 VI_4 同 VI_2 、 VI_3 轮流工作半个逆变周期, 则可在并联谐振槽路端口获得交流方波电流。

当逆变电路工作在谐振频率 (ω_0) 时, 同串联谐振电路类似, 开关器件的状态转变总是发生在器件电压过零时刻 (见图 2-13b), 从而降低了器件的开关损耗。

由图 2-13c 可知, 当 $\omega > \omega_0$ 且 $\omega \approx \omega_0$ 时, 电路工作于容性负载条件下, 负载的电压 u_{a1} 滞后于 i_a 。

当 $\omega < \omega_0$ 且 $\omega \approx \omega_0$ 时, 电路工作于感性负载条件下, 负载的电压 u_{a1} 领先于 i_a (见图 2-13d)。在这种条件下, 当一对开关管导通时, 另一对开关管就立刻加上正向电压。对于 IGBT 开关来说, 可将需关闭的那对器件的触发信号置低, 让其关断后, 再触发需要导通的那一对器件。

3. 串并联复合型谐振逆变电路

串并联复合型谐振全桥逆变器如图 2-15 所示, 谐振电路的输入电压 u_{DS2} 是幅值为 U_d 的交流方波:

$$u_{DS2} = \begin{cases} U_d, & \pi < \omega t < \pi \\ -U_d, & \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (2-51)$$

其基波成分为 $u_{i1} = U_m \sin \omega t$, 这里, $U_m = \frac{4}{\pi} U_d = 1.273 U_d$ 。 u_{i1} 的有效值为

$$U_m = \frac{4}{\pi} U_d = 1.273 U_d. \quad u_{i1} \text{ 的有效值为}$$

$$U_{rms} = U_m / \sqrt{2} = 2 \sqrt{2} U_d / \pi = 0.9 U_d. \quad U_d \text{ 到}$$

谐振电路输入基波分量的传递关系为

$$M_{U_s} \equiv \frac{U_{rms}}{U_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9 \quad (2-52)$$

由于串并联谐振环节的传递函数为

$$M_{U_r} \equiv \frac{U_{R_i}}{U_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1} \right)^2}} \quad (2-53)$$

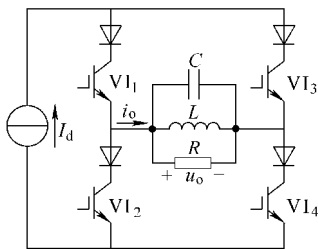


图 2-14 电流型并联谐振式逆变电路

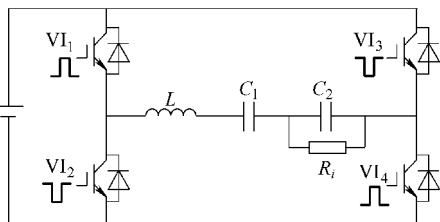


图 2-15 全桥串并联谐振逆变器

式中, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}}$, $Q_L = \omega_0 CR_i = \frac{R_i}{\omega_0 L}$; 则由式 (2-52) 和式 (2-53) 得串并联谐振逆变器幅值传递函数为

$$M_{U_i} \equiv \frac{U_{R_i}}{U_d} = M_{U_s} M_{U_r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}} \quad (2-54)$$

电感 L 的电流为 $i = I_m \sin(\omega t - \psi)$, 谐振槽的输入阻抗:

$$Z = Z_0 Q_L \sqrt{\frac{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}{1 + \left(Q_L \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (1+s)^2}} \quad (2-55)$$

其中, $Z_0 = \omega_0 L = \sqrt{\frac{L}{C}}$, 则电感电流为

$$I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{4U_d}{\pi Z_0 Q_L} \sqrt{\frac{1 + \left(Q_L \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (1+s)^2}{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}} \quad (2-56)$$

谐振电感两端电压为

$$U_{L_m} = \omega L I_m = \frac{4U_d \omega}{\pi Q_L \omega_0} \sqrt{\frac{1 + \left(Q_L \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (1+s)^2}{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}} \quad (2-57)$$

谐振电容 C_1 的电压为

$$U_{C_{1m}} = \frac{I_m}{\omega C_1} = \frac{4U_d \omega s}{\pi Q_L \omega_0 (1+s)} \sqrt{\frac{1 + \left(Q_L \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (1+s)^2}{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}} \quad (2-58)$$

谐振电容 C_2 的电压与逆变器输出电压相同:

$$U_{C_{2m}} = \sqrt{2} U_{R_i} = \sqrt{2} M_{U_s} U_d = \frac{4U_d}{\pi \sqrt{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}} \quad (2-59)$$

逆变器输出电流幅值为

$$I_{R_{im}} = \frac{\sqrt{2} U_{R_i}}{R_i} = \frac{4U_d}{\pi R_i \sqrt{(1+s)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \frac{s}{s+1}\right)^2}} \quad (2-60)$$

2.3 基于方波组合的正弦波输出逆变电路

正弦波输出的逆变器可以通过对桥臂开关的 SPWM 调制来实现, SPWM 是目前应用最为广泛的逆变用 PWM 技术。在大功率场合, 为降低开关频率, 也可以通过工频方波逆变器的组合来实现正弦波输出。SPWM 调制技术将在第 5 章中予以重点描述, 下面主要介绍正弦波逆变的组合实现技术。

多重移相阶梯波逆变电路

在上一节介绍的方波逆变器中, 由于输出电压为方波, 谐波分量所占比重非常大, 总的谐波畸变度 THD 很高, 最低值也超过 20%。方波波形的输出电压不能用于设备供电, 也不能与市电网并网。为了获得低 THD 的正弦波输出, 必须连接大体积和重量的 LC 滤波器, 从而增加了逆变器的体积和重量, 成本也随之增高。

为获得近似于正弦波的输出电压, 可采用阶梯波合成逆变器。

1. 电路原理

图 2-16 给出了阶梯合成波的波形。虚线所示的波形为标准正弦波, 它是阶梯合成波的轮廓线。从图中可以看出, 阶梯合成波的阶梯数越多, 阶梯合成波越接近正弦波。图中所示的一个周期内阶梯合成波的阶梯数为 18, 每个阶梯对应一个电压值, 即 $U_1 \sim U_9$ 和 $-U_1 \sim -U_9$ 。因为阶梯合成波的波形左右对称, 对于阶梯数为 $2N$ 的阶梯合成波来说, 只需 N 个电压值, 并且它们依次相移 π/N 。这种获得阶梯合成波的方法称为移相叠加法。

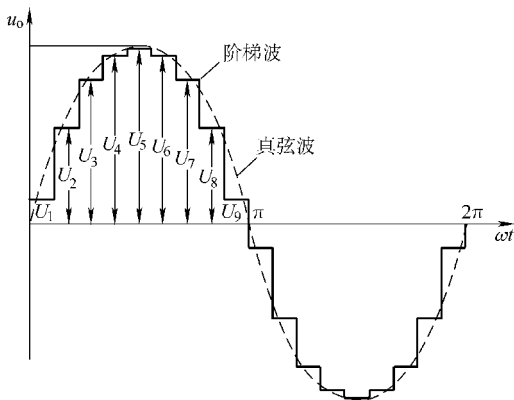


图 2-16 阶梯波形

图 2-17 为移相叠加阶梯波合成逆变器的电路原理图。该电路由直流电源 U_d 、时钟发生器、分频器、 N 个驱动器、 N 个逆变器和 N 个变压器组成。

时钟发生器 (振荡器) 输出的矩形脉冲经分相电路后, 得到 N 个相移依次为 π/N 的方波信号, 再经驱动电路驱动每个逆变器中对应的功率开关管。逆变器可采用推挽式、半桥式、全桥式等单相逆变器拓扑, 或者采用三相桥式逆变器拓扑。采用三相电路时, 逆变器的个数为 $N/3$ 。图 2-17 中采用了 N 个单相逆变器。 N 个逆变器的输出方波电压经 N 个变压器的调节, 得到初始相位为 $\varphi_1 = 0$ 、 $\varphi_2 = \pi/N$ 、 $\dots$ 、 $\varphi_N = \pi(N-1)/N$, 幅值为 U_1 、 U_2 、 $\dots$ 、 U_N 的 N 个方波或矩形波输出电压, 各变压器的绕组按要求串联起来, 不同相位和不同幅值的方波或矩形波的叠加, 便可合成阶梯数为 $2N$ 的阶梯合成波。 U_1 、 U_2 、 $\dots$ 、 U_N 的电压值与各变压器的变比相关。

综上所述, 采用多重移相结构时, 只要适当选择相位差、输出变压器变比和输出变

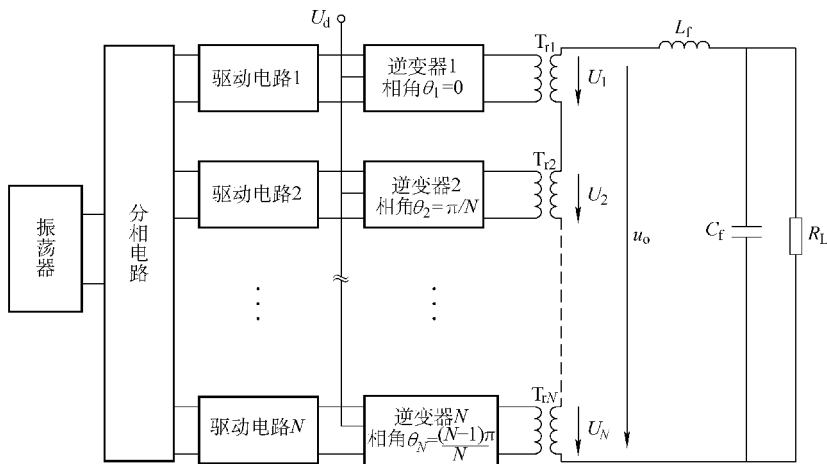


图 2-17 移相叠加阶梯波合成逆变器的电路原理图

压器二次绕组的连接方式，便可以改变输出波形，减少谐波含量。当然，文中采用了单相全桥结构，也可以实现输出电压的调节。

2. 输出谐波分析

从图 2-16 中可以看出：参与合成的阶梯数越多，即 N 越大，阶梯波越接近于正弦波，阶梯波中的谐波含量也就越小。 N 个不同相位和不同幅值的方波或矩形波电压的叠加，可以做到某些低次谐波相互抵消，使阶梯合成波中的谐波含量达到最小。这就是“谐波抵消”理论。

基于“谐波抵消”理论的合成阶梯波含有的谐波次数为

$$H = 2kN \pm 1 \quad (2-61)$$

式 (2-27) 中， $k = 1, 2, \dots, \infty$ ， N 为单相功率电路的个数。因此， N 越大，阶梯数就越多，阶梯波的谐波含量也越小。

下面将以方波合成阶梯波和矩形波合成阶梯波两种情况，来说明“谐波理论”在合成阶梯波时的应用。

阶梯波越接近理想的正弦波，其谐波总含量就越小。将正弦波在半个周期内沿 x 轴分成 N 个相等的间隔，取正弦波在此间隔内的平均值，即为这一间隔内阶梯波的阶高。设正弦波方程为

$$u_o = U_m \sin \omega t \quad (2-62)$$

式中 U_m ——正弦波电压幅值；

ω ——正弦波电压角频率。

则第 i 个阶高为

$$U_i = \frac{NU_m}{\pi} \int_{(i-1)\pi/N}^{i\pi/N} \sin \omega t d\omega t = \frac{2NU_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{2N} \sin \frac{(2i-1)\pi}{2N} \quad (2-63)$$

对阶高满足式 (2-63) 的阶梯波, 通过傅立叶级数展开式求得其所含谐波次数为 $2kN \pm 1$, 这是阶梯波中谐波含量最小的情况。

一般情况下, 当合成一个周期的阶梯波需要方波电压的个数为奇数时, 应取第一个方波与阶梯波同相, 其余的方波左右对称成对组合, 每对方波的幅值相等, 第一对方波与阶梯波的相位差为 $\pm \pi/N$, 第二对方波与阶梯波的相位差为 $\pm 2\pi/N$ …… , 依次类推。这样, 从阶梯波半个周期来看, 第一个方波在 $0 \sim \pi$ 期间都被叠加; 第一对方波在 π/N 到 $(N-1)\pi/N$ 的期间内被叠加, 其余期间相互抵消; 第二对方波在 $2\pi/N$ 到 $(N-2)\pi/N$ 的期间内被叠加, 其余期间相互抵消; 依次类推, 便可求得各方波电压的幅值与阶梯波阶高的关系。

以 $N=6$ 为例, 从式 (2-63) 可知如何由阶高决定各单相方波的幅值。设 $U_1 \sim U_6$ 为依次相移 $\pi/6 = 30^\circ$ 的方波, 如图 2-18 所示, 取 U_1 与阶梯波同相, $\varphi_1 = 0^\circ$, 其他各方波 U_i 与阶梯波相位差 $\phi_i = (i-1)180^\circ/N$ 。图中 U_2 、 $-U_6$ 与阶梯波相位差 $\pm 30^\circ$, U_3 、 $-U_5$ 为 $\pm 60^\circ$ 。从阶梯波半个周期看, U_1 在 $0 \sim \pi$ 之间都起作用; U_2 、 $-U_6$ 只在 $\pi/6 \sim 5\pi/6$ 期间被叠加, 其余期间相互抵消; U_3 、 $-U_5$ 则在 $2\pi/6 \sim 4\pi/6$ 期间被叠加, 其余期间相互抵消。这样, 很容易求得各方波电压幅值与阶高的关系。

假设方波电压 $U_1 \sim U_i$ 的幅值为 $U_{1m} \sim U_{im}$, 将 $N=1$ 代入式 (2-63), 则方波电压 U_1 的幅值 U_{1m} 为

$$U_{1m} = \frac{2NU_m \sin^2 \frac{\pi}{2N}}{\pi} \quad (2-64)$$

由式 (2-64) 可得阶差的一般表达式为

$$\begin{aligned} U_i - U_{i-1} &= \frac{2NU_m \sin^2 \frac{\pi}{2N}}{\pi} \left[\sin \frac{(2i-1)\pi}{2N} - \sin \frac{(2i-1-1)\pi}{2N} \right] \\ &= \frac{2NU_m \sin^2 \frac{\pi}{2N}}{\pi} \cos \frac{(i-1)\pi}{N} \end{aligned} \quad (2-65)$$

由式 (2-65) 可得, 第 i 对方波的幅值为

$$U_{im} = \frac{2NU_m \sin^2 \frac{\pi}{2N}}{\pi} \left| \cos \frac{(i-1)\pi}{N} \right| \quad (2-66)$$

将阶梯合成波通过傅立叶级数展开, 可以得到基波的幅值 U_{jm} 为

$$U_{jm} = \frac{4N^2 U_m \sin^2 \frac{\pi}{2N}}{\pi^2} \quad (2-67)$$

将式 (2-67) 代入式 (2-32) 中, 得到第 j 个方波幅值的一般表达式为

$$U_{im} = \frac{\pi U_{jm}}{2N} \left| \cos \frac{(i-1)\pi}{N} \right| \quad (2-68)$$

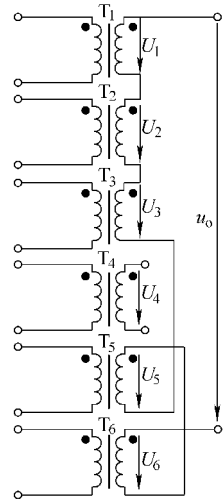


图 2-18 阶梯波合成逆变器的电路结构及 $N=6$ 时原理波形

在应用以上公式时，应注意以下各点：

(1) 在式 (2-67) 中， U_m 为在求阶高时所假设的正弦波的幅值，见式 (2-64)。它是一个虚设的中间变量，而 U_{jm} 是阶梯合成波中的基波分量的幅值。在设计阶梯波合成逆变器时，将设计要求的输出正弦波电压的有效值视为 U_{jm} ，按照式 (2-68) 求出各阶方波电压的幅值。

(2) 在运用式 (2-68) 时，应注意限制条件。即在推导式 (2-68) 时，曾假设阶梯波由奇数个方波电压合成，所以，式 (2-68) 仅适用于方波，而不适用于矩形波，且仅适用于阶梯波合成逆变器的输出绕组为奇数的情况。

矩形波的波形如图 2-19 所示， θ 为矩形波的脉冲宽度， U_m 为矩形波脉冲的幅值。在 N 个依次相移 π/N 的矩形波中，第 i 个矩形波的傅立叶级数的展开式为

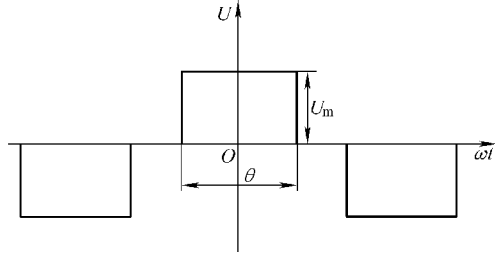


图 2-19 矩形波波形

$$U_i = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_{im}}{\pi} \frac{1}{n} \sin \frac{n\theta}{2} \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (2-69)$$

式中 φ_i ——第 i 个矩形波 U_i 的初始相位角， $\varphi_i = \varphi_1 + (i-1)\pi/N$ ；

φ_1 ——第一个矩形波 U_1 的初始相位角；

U_{im} ——第 i 个矩形波 U_i 的幅值。从图 2-17 中可以看出： U_{im} 为第 i 个逆变器的输出矩形波的幅值 U_d 与变压器电压比 s_i 的乘积，即 $U_{im} = s_i U_d$ 。这样， U_i 可写成：

$$U_i = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_d}{\pi} \frac{s_i}{n} \sin \frac{n\theta}{2} \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (2-70)$$

N 个矩形波叠加后，得到阶梯合成波电压的表达式为

$$U = \sum_{i=1}^N U_i \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U'_{nm} s_i \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (2-71)$$

式中 U'_{nm} ——阶梯波合成逆变器的变压器原边绕组电压中的第 n 次谐波电压 U'_n 的幅值。

式 (2-71) 和式 (2-70) 相比较，可以得到

$$U'_{nm} = \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \quad (2-72)$$

那么，第 n 次谐波电压 U'_n 可表示为

$$U'_n = U'_{nm} \sum_{i=1}^N s_i \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (2-73)$$

从式 (2-73) 可以看出，要消除第 n 次谐波，即要求 $U'_n = 0$ ，必须满足下列条件：

$$\sum_{i=1}^{\infty} s_i \cos n(\omega t - \varphi_i) = \left[\left(\sum_{i=1}^N s_i \cos n\varphi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N s_i \sin n\varphi_i \right)^2 \right]^{0.5} = 0 \quad (2-74)$$

即

$$\sum_{i=1}^N s_i \cos n\varphi_i = 0 \quad (2-75)$$

和

$$\sum_{i=1}^N s_i \sin n\varphi_i = 0 \quad (2-76)$$

因为阶梯合成波含有的谐波次数为 $2kN \pm n$ ，将 $2kN \pm n$ 取代 n 代入式 (2-74) 中，可得到消除 n 次谐波的必要条件为

$$U'_{2kN \pm n} = U'_{(2kN \pm n)m} \left\{ \left(\sum_{i=1}^N s_i \cos [(2kN \pm n)\varphi_i] \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N s_i \sin [(2kN \pm n)\varphi_i] \right)^2 \right\}^{0.5} = 0 \quad (2-77)$$

由于在 $k=1, 2, \dots$ 时有 $\cos [(2kN \pm n)\varphi_i] = \pm \cos n\varphi_i$ 和 $\sin [(2kN \pm n)\varphi_i] = \pm \sin n\varphi_i$ 。式 (2-77) 可推导为

$$U'_{2kN \pm n} = U'_{(2kN \pm n)m} \left\{ \left(\sum_{i=1}^N \pm s_i \cos n\varphi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N \pm s_i \sin n\varphi_i \right)^2 \right\}^{0.5} = 0 \quad (2-78)$$

由于要保留阶梯合成波的基波分量， $2kN \pm 1$ 次的谐波不能消除，即 $U'_{2kN \pm 1} \neq 0$ 。而要消除 n 次谐波时，要求 $U'_{2kN \pm n} = 0$ 。所以，在消除 n 次谐波时， $2kN \pm n$ 次谐波也一同被消除。例如，在阶梯数为 12，即 $N=6$ 时，若要消除 3 次谐波，即 $n=3$ ，那么，除消除了 3 次谐波以外， $2kN \pm 3$ ($k=1, 2, \dots$) 所包含的各次谐波均被消除，如 9, 15, 21, 27, $\dots$ 次谐波被一同消除。而要消除 5 次谐波时， $2kN \pm 5$ ($k=1, 2, \dots$) 所包含的各次谐波，如 7, 17, 19, 29, $\dots$ 也一同被消除。

3. 阶梯波合成逆变器的调压技术

阶梯波合成逆变器没有调压功能，不能进行电压控制。为了实现调压功能，一般可以前置 DC-DC 变换器。这种调压技术简单可靠，但由于 DC-DC 变换器限制了阶梯波合成逆变器的输出功率，不适合在大功率场合下应用。下面仅对移相调压和脉宽调压做简单介绍。

将两台阶梯波合成逆变器的变压器二次绕组串联起来可以实现移相调压。这两台逆变器公用一个输入直流电源 U_d 。其电路结构如图 2-20 所示。移相调压阶梯波合成逆变器的输出电压 U_0 为两台逆变器 A 和 B 的输出电压 U_A 和 U_B 的叠加，即

$$U_0 = U_A + U_B \quad (2-79)$$

在单相逆变器的数量 N 足够大时，每台阶梯

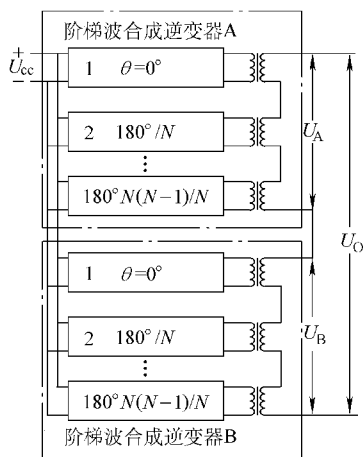


图 2-20 移相调压式阶梯波合成逆变器的电路结构

波合成逆变器的输出波形接近于正弦波形。设两台阶梯波合成逆变器输出的基波分量分别为 U_{A1} 和 U_{B1} 、相位差为 2θ ，并且 U_{A1} 和 U_{B1} 的幅值相等，即 $U_{A1m} = U_{B1m} = U_{1m}$ ，则

$$U_{A1} = U_{1m} \sin(\omega t + \theta) \quad \text{此处 } 0 < \theta < \pi/2$$

$$U_{B1} = U_{1m} \sin(\omega t - \theta) \quad \text{此处 } 0 < \theta < \pi/2$$

U_{A1} 和 U_{B1} 的叠加是移相调压式阶梯波逆变器输出的基波分量 U_{O1} ，即

$$U_{O1} = U_{1m} [\sin(\omega t + \theta) + \sin(\omega t - \theta)] = 2U_{1m} \cos\theta \sin\omega t \quad (2-80)$$

从上式可以看出，在 U_{1m} 不变（即 U_{A1m} 和 U_{B1m} 不变）的情况下， U_{O1} 与初相角 θ 有关，改变 θ 值，就可调节输出电压的基波分量 U_{O1} ，起到控制作用。

移相调压式阶梯波逆变器增加了逆变器的数量，即增加了系统的成本，这一点限制了它的应用。

脉宽调制调压技术是将 PWM 调压技术与阶梯波合成技术相结合，通过 PWM 改变逆变器输出脉冲的宽度来调节输出电压。这样一来，综合了 PWM 技术和阶梯波合成技术的优点，可以得到输出波形近似于正弦波、具有调压和稳压功能的大功率逆变器。

图 2-22 是 12 阶梯波合成逆变器的变压器各二次绕组电压及其 12 阶梯波合成的波形。从图 2-21 可知，逆变器 A 相的输出电压为 U_{AN} 。

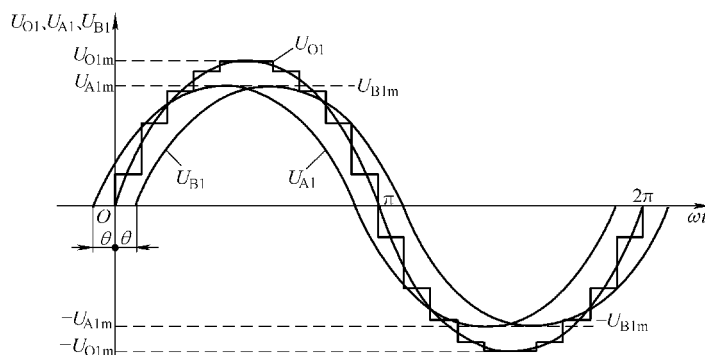


图 2-21 移相调压式阶梯波合成逆变器输出波形

$$\begin{aligned} U_{AN} &= U_{a1} + U_{a3} - U_{b2} \\ &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4U_{ec}}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \left[s_1 \cos n\omega t + s_2 \cos n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + s_2 \cos n\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right] \\ &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4U_{ec}}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \left(s_1 + 2s_2 \cos \frac{\pi}{6} \right) \cos(n\omega t) \end{aligned} \quad (2-81)$$

式中 s_1 、 s_2 ——分别为变压器 T_{r1} 和 T_{r2} 的电压比。

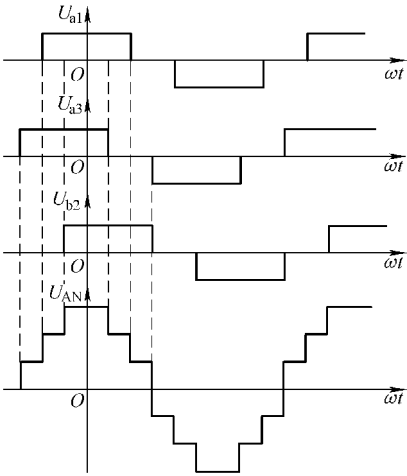


图 2-22 12 阶梯波合成逆变器的变压器二次电压及其合成后电压

按“谐波抵消”理论设计各变压器的电压变比，12 阶梯波合成逆变器可以做到抵消第 5 次、第 7 次、第 $2kN \pm 5$ 次、第 $2kN \pm 7$ 次等 ($k = 1, 2 \cdots$) 的各次谐波，从而大大降低了总的谐波含量 THD。

第3章 单相高频链逆变器的电路拓扑及工作原理

上一章介绍了开关式逆变器最基本的电路拓扑和工作模式，所介绍的逆变电路拓扑都是直接逆变电路。直接逆变电路的结构较简单、效率高、性能可靠而且技术成熟，是目前工程中实际应用最广泛的逆变电路。直接逆变电路在接入负载之前，往往需要加入一级工频变压器以调整电压等级，这使得直接逆变电路有许多不足之处：①工频变压器体积大、价格昂贵；②用于滤除输出电压高次谐波的输出滤波器体积大、笨重；③装置产生大量低频噪声（50Hz）；④系统对于输入电压及负载波动的动态响应特性差。在大功率场合，主电路采用多电平逆变器结构，开关调制策略采用载波相移 PWM 技术、多电平 SVM 技术等成倍提高等效开关频率的 PWM 技术，逆变器可以直接与负载连接，克服上述的缺点。在中小功率场合，将逆变器开关频率增加到 20kHz 以上，可以克服上述缺点中的②~④，但不能克服缺点①；而且提高开关频率反而会增加器件的开关损耗，降低系统的转换效率。在办公和生活用电系统中，尤其是 1kW 以下的场合中，对逆变电源的要求是噪声低、体积小和重量轻。针对这些要求，出现了高频链逆变技术。

高频链逆变器有多种分类方法，本书中按照有无直流环节来划分，这样可以把高频链逆变器分为 3 类：①带中间直流储能环节的多级高频链逆变器；②无中间直流环节的单级高频链逆变器；③带虚拟直流环节的准单级高频链逆变器。

3.1 带中间直流储能环节的高频链逆变电路

该类拓扑典型框图如图 3-1 所示，它是在直流侧和逆变器之间插入一级 DC/DC 变换器，使用高频变压器实现电压比调整和电隔离，前级为普通高频方波逆变。这种变换中间存在一个直流环节，从而实现了前后级的解耦，可对其分别进行控制。若能量需要双向流动，中间的整流部分可采用由全控型器件构成的 PWM 变流器。相对于其他变换方式，这种变换方式技术更成熟，控制方式更灵活，性价比、可靠性更高，因此得到了广泛的应用。

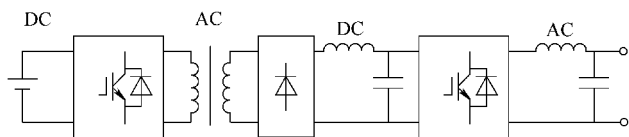


图 3-1 有直流储能环节的 DC/AC/DC/AC 高频逆变拓扑

带中间直流储能环节的高频链逆变器是一种多级变换结构。从能量传递的角度来看，这种高频链逆变器可分为两级：直流环节以前为一级，这一级可称为前级、DC/DC 变换级；直流环节以后为一级，这一级可称为后级、逆变级（有些拓扑则可称为极性翻转级）。带中间直流环节的高频链逆变器的后级结构均采用常规的单相桥式逆变器结

构,前级则可以采用各种各样的 DC/DC 变换拓扑;因此一般介绍或讨论带中间直流储能环节的高频链逆变器的拓扑都是指前级的拓扑。

从图 3-1 可以看出,前级 DC/DC 变换拓扑实质上就是所谓带高频隔离的间接 DC/DC 变换器。间接 DC/DC 变换器可以分为三种:正激式变换、反激式变换和双端式变换。对于不要求能量双向流动的场所,上述三种拓扑都可以采用,其中双端式变换应用较多。这里提到的双端式变换指的是变压器一次侧拓扑,包括半桥、全桥和推挽 3 种结构;至于二次侧拓扑,则可以有多种形式:全桥整流、全波整流或半波整流均可。

对于能量需要双向流动的场所,前级 DC/DC 变换的拓扑通常选用正激式拓扑或反激式拓扑,桥式拓扑应用不多;这是因为双向的桥式拓扑需要的功率开关器件数目太多,结构过于复杂。采用正激式变换的双向高频链逆变器的电路拓扑簇如图 3-2 所示,

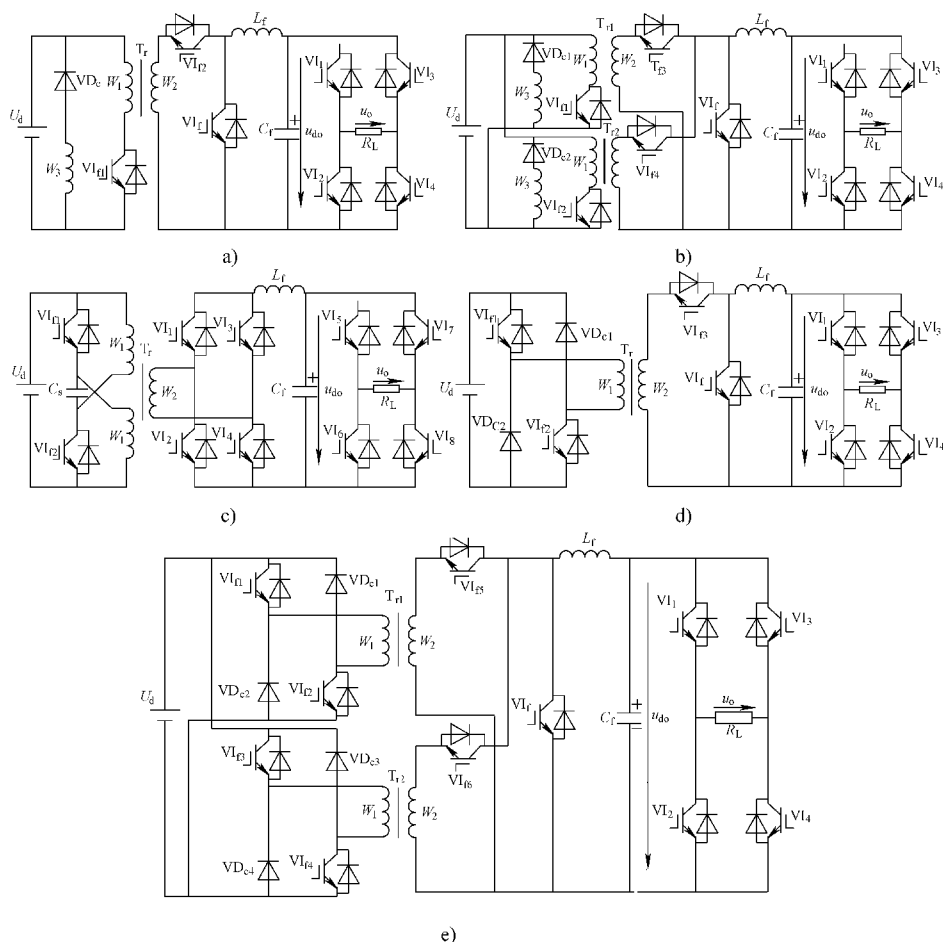


图 3-2 双向 Buck 高频环节逆变器拓扑簇

- a) 单管正激式 b) 并联交错单管正激式 c) 推挽正激式
d) 双管正激式 e) 并联交错双管正激式

其中包含单管正激式、并联交错单管正激式、推挽正激式、双管正激式以及并联交错双管正激式等电路；前三个电路适用于低压输入逆变场合，后两个电路适用于高压输入逆变场合。由于正激式变换来源于 Buck 变换，因此该拓扑簇也被称为双向 Buck 高频链逆变电路。

3.2 单级高频链逆变电路

带中间直流储能环节的多级高频链逆变电路虽然具有可靠性高、技术更成熟等优点，但其能量传输通过的级数较多，从而造成了一定的能量损耗，同时直流储能环节造成装置体积较大、寿命和可靠性降低，不利于系统集成。为此，去掉中间直流环节的单级高频链逆变器成为理想的拓扑方案。

从结构上分，单级高频链逆变电路可分为电压型结构和电流型结构。电流型单级高频链逆变电路是以反激式变换器拓扑为基础的，高频变压器不仅提供电隔离和电压调整，而且还可以存储能量。逆变器工作在电流断续状态，主开关器件承受较大的电流应力，只适合于小功率应用场合。但对其拓扑进行改进并利用其独特的结构，可以使其用于谐振状态，实现输入、输出的全程软开关工作状态，从而降低开关应力，提高效率。这就是所谓谐振式单级高频链逆变电路，这部分内容将在下面章节中着重介绍，本节不多赘述。

3.2.1 电压型单级高频链逆变器

单级高频链逆变电路的前级应用 DC/AC 将直流电变换为 SPWM 高频交流电，后级应用高频整流桥整流后再经 LC 滤波器滤波，获得单极性正弦半波；最后经过工频逆变器做极性翻转后，直接在负载端获得正弦波形。如图 3-3 所示，前级逆变桥负责 SPWM 高频逆变，负担重；后级逆变桥工作在工频方波 ZVS 逆变状态，无输出滤波器，逆变负担轻，逆变桥功率开关频率和电压应力低。该电路拓扑的另一个显著特点是前级可以任意设计为电压型或电流型逆变，而无中间直流储能环节对其进行约束。但同样因为无直流环节的解耦，前、后级在调制上必须有时序和逻辑上的协调，才能正常工作。

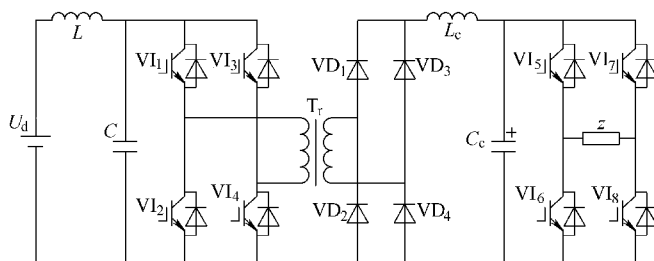


图 3-3 前级 SPWM 高频链单级变换逆变器

电压型单级高频链逆变电路的后级还可将整流桥和逆变桥合并为周波变换器

(Cyclo Converter)，进行高频交流到低频交流的变换，中间没有直流储能环节。20 世纪 80 年代中期提出的双向电压型高频链逆变器拓扑主要可归纳为图 3-4 和图 3-5 两种形式。

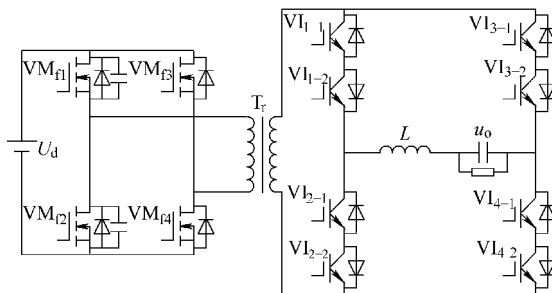


图 3-4 双向高频链逆变器 1

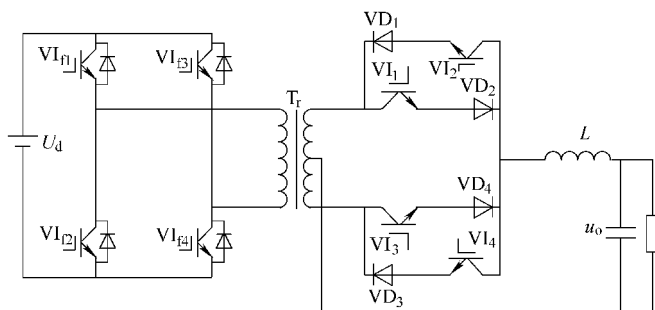


图 3-5 双向高频链逆变器 2

图 3-4 所示的拓扑中的后级使用了 8 个功率器件，为了减少开关器件日本学者提出了带中心抽头并以相角差控制的拓扑如图 3-5 所示。周波变换器采用全波形式的结构。对于这种结构的逆变器，输出波形控制可以由一次侧的逆变电路来完成，也可以由二次侧的周波变换器完成。还可以通过前后级的相移来控制，使输出电压为双极性 SPWM 波形。这种控制方式会带来电路损耗高、输出电压纹波大、电压调整范围小等缺点。

基于周波变换型高频链逆变器拓扑中功率器件以硬开关工作，而且二次侧周波变换器以高频强行中断功率流，其缺点可归纳为：①全桥拓扑所用功率器件数量多；②二次侧周波变换器以高频强行中断功率流导致电压过冲；③硬开关带来的开关损耗大，电磁干扰严重；④要求采用双向开关。

针对上述不足，20 世纪 90 年代中末期许多学者提出采用有源箝位（见图 3-6）和利用串联谐振（见图 3-7）来抑制电压过冲。图 3-8 所示拓扑是在图 3-5、图 3-7 基础上加入桥式有源箝位，可实现软开关，但比较复杂。

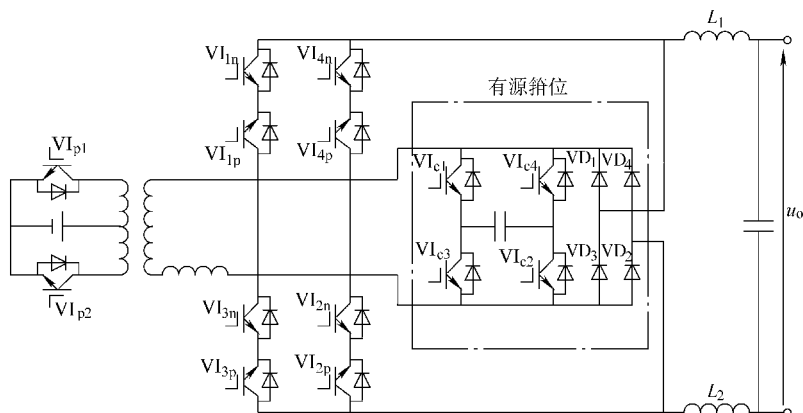


图 3-6 有源箝位双向电压型高频链逆变器

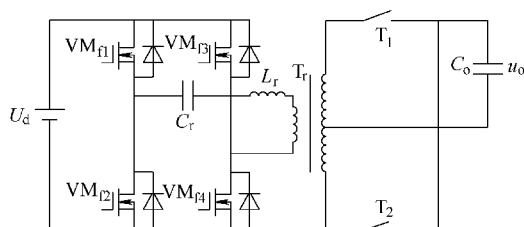


图 3-7 串联谐振双向电压型高频链逆变器

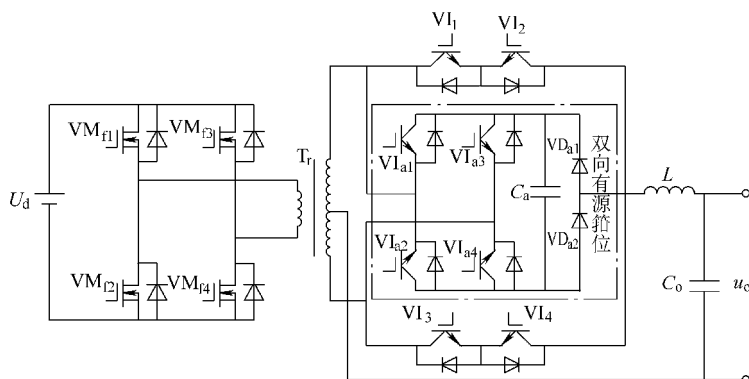


图 3-8 中心抽头形式双向电压高频型逆变器

考虑到单级电压型高频链逆变器中双向开关器件通常工作于硬开关状态，容易引起较大的关断过电压，其推广应用受到了限制。1998 年美国弗吉尼亚电力电子中心提出

无直流储能环节的准单级高频链逆变器，准单级变换中，一是利用有源箝位替代了直流储能环节，并且配合适当的 PWM 控制可实现功率器件的软开关，有效抑制电压过冲；二是将不可控整流变为可控整流实现了能量双向流动；三是结构上变为标准单相功率桥形式，有利于模块化。相对而言这是一种比较优秀的拓扑，其不足是功率器件较多，下面将进行详细介绍。

3.2.2 电流型单级高频链逆变器

采用 Boost、反激式变换器作为工作核心电路，以电流形式进行能量传递的高频链变换器可以成为电流型高频链。如图 3-9 所示，这几种电流型高频链逆变器是以反激式变换器拓扑为基础的。其中包含单管反激式、并联交错单管反激式、双管反激式、并联交错双管反激式等四种电路；前两个电路适用于低压输入逆变场合，后两个电路适用于高压输入逆变场合。由于反激式变换来源于 Buck - Boost 变换，因此该拓扑簇也被称为双向 Buck - Boost 高频链逆变器。与双向 Buck 高频链逆变器相比，双向 Buck - Boost 高频链逆变器有更简洁的电路拓扑，更高的可靠性，更适合于小功率的逆变场合。

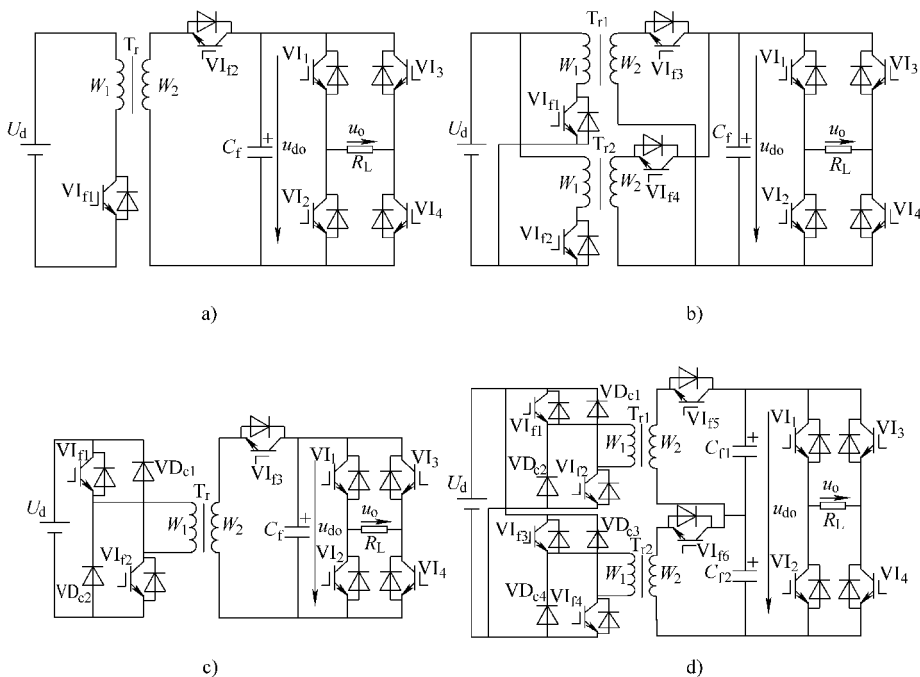


图 3-9 双向反激式高频环节逆变器拓扑簇

- a) 单管反激式 b) 并联交错单管反激式
c) 双管反激式 d) 并联交错双管反激式

3.3 电压型准单级高频链逆变电路

3.3.1 电路拓扑

如图 3-10 所示, 该逆变器由推挽正激电路、高频变压器、有源整流桥 (桥 I)、输出逆变桥 (桥 II) 和输出滤波器构成。图中 p 和 n 之间为单极性的高频直流脉冲电压, 因此, 可以采用只有一个功率开关和一个电容组成的简单的有源箝位电路, 来抑制功率器件关断时的尖峰电压, 如图中阴影部分。

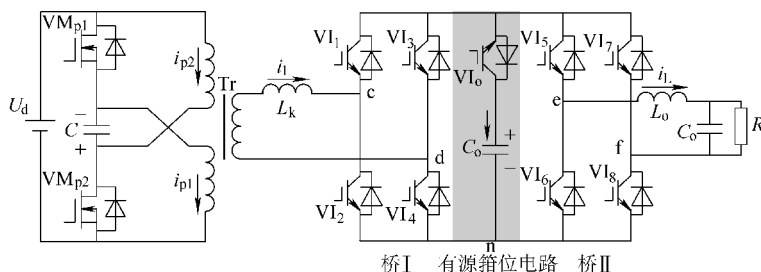


图 3-10 推挽正激准单级双向高频链逆变器

虚拟直流环准单级功率变换拓扑的特点可总结如下:

(1) 由两个 PWM 开关网络直接级联而成, 两个网络中的功率器件在负载电流传输路径中串联工作, 因此, 可以通过一个网络中的功率器件控制负载电流, 即实现了功率的单级变换。

(2) 有利于为其中一个网络中的功率器件创造软开关条件, 降低系统的开关损耗。

(3) 与矩阵式变换器或周波变换器相比, 不需要使用双向开关器件, PWM 控制逻辑简单、容易实现。

(4) 由于软开关的实现和单级功率变换, 具有效率高和高可靠性。

(5) 由于母线上为单极性的脉冲直流电压, 可以采用简单的箝位电路来抑制开关的过电压。

如图 3-11 所示, 双向高频链逆变器实现四象限工作需要合适的 PWM 控制逻辑相配合。对于大多数双向逆变器, 需要根据输出电压和输出电流的极性判断工作象限, 并改变控制逻辑来实现四象限工作, 增加了控制电路和检测电路设计的复杂性。而推挽正激准单级逆变器采用一种对称组合式单极性 PWM 调制方式。在该调制方式下, 逆变器不仅能够实现四象限工作, 还能够使所有功率器件工作于软开关状态, 并且控制电路简单, 容易实现。

为简化对推挽正激准单级双向高频链逆变器工作原理的分析, 作如下假设: 所有功率器件都是理想器件; 输出滤波电感 L_o 足够大, 在电路换流期间, 输出电流 i_o 可以认为保持不变; 箝位电容 C_c 足够大, 在一个高频开关周期内, 其两端电压保持恒定。

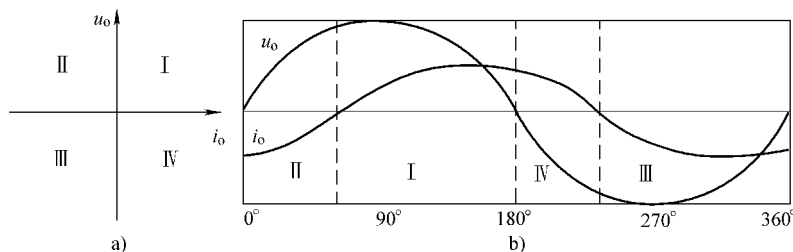


图 3-11 逆变器四象限工作模式

a) $u_o - i_o$ 相平面 b) 逆变器输出电压、电流

推挽正激准单级高频链逆变器中的所有开关器件的控制信号都是由三角载波 SPWM 调制电路产生。变压器一次侧推挽正激电路和二次侧有源整流桥（桥 I）电路同时进行换相，并且以 50% 固定占空比工作（忽略死区时间），其换相时刻与输出逆变桥（桥 II）电路的换相时刻错开，并且保证在输出电流续流期间使一次侧电路和桥 I 换相。这样在一次侧电路和桥 I 换相时，功率开关中的电流基本为零，可以实现零电流开关，减小了开关损耗。一次侧电路、桥 I 以及高频变压器的作用只是实现电气隔离和调整电压比，换相的目的是为了保证高频变压器的磁通平衡。输出正弦电压波形是通过输出逆变桥（桥 II）利用 PWM 控制来实现的。

假设逆变器负载呈感性，其输出电压和电流波形以及象限划分如图 3-11a 所示。由于逆变器在 III、IV 象限的工作过程与在 I、II 象限的工作过程完全一致，只是输出逆变桥中的对角开关的控制逻辑需要根据电压极性信号切换。因此，下面只针对逆变器工作于 I、II 象限的情况进行详细分析。

3.3.2 工作原理

在第 I 象限，输出电压 u_o 和输出电流 i_o 为正，能量从输入直流电源向交流负载传递。在负载电流续流期间，变压器漏感与箝位电容谐振，使变压器中的电流谐振到零之后，一次侧电路和桥 I 中的功率开关进行换向，实现了零电流开关。

推挽正激准单级双向高频链逆变器工作于第 I 象限时的控制逻辑和主要电量波形如图 3-12 所示。由图可见，一次侧开关和桥 I 开关的控制信号是与三角载波同步的时钟信号经过二分频后，再加入适当的死区时间 Δt_1 得到的。输出逆变桥的开关控制信号需要调制波 $|U_r|$ 与三角载波 U_c 调制产生的 PWM 信号经过逻辑变换获得。箝位开关的控制信号直接由 PWM 信号经过适当的开通延时 Δt_3 而获得。在第 I 象限，准单级高频链逆变器在每半个高频开关周期可以分为八个时间段来描述，对应着八种工作模式，各种工作模式所对应的等效电路如图 3-13 所示。

工作模式 1 [t_0, t_1]：假设一个高频开关周期在三角载波的峰值处开始，并且一次侧开关和桥 I 开关在此处进行换相，其开关频率是载波频率的一半。在 t_0 时刻， VM_{p1} 和 VI_1 、 VI_4 开通。 t_0 时刻前，输入直流电源通过变压器两个一次绕组给电容 C 补充能量而形成环流电流，而一次侧开关电流已经复位到零，因此 VM_{p1} 和 VI_1 、 VI_4 是零电流开通。

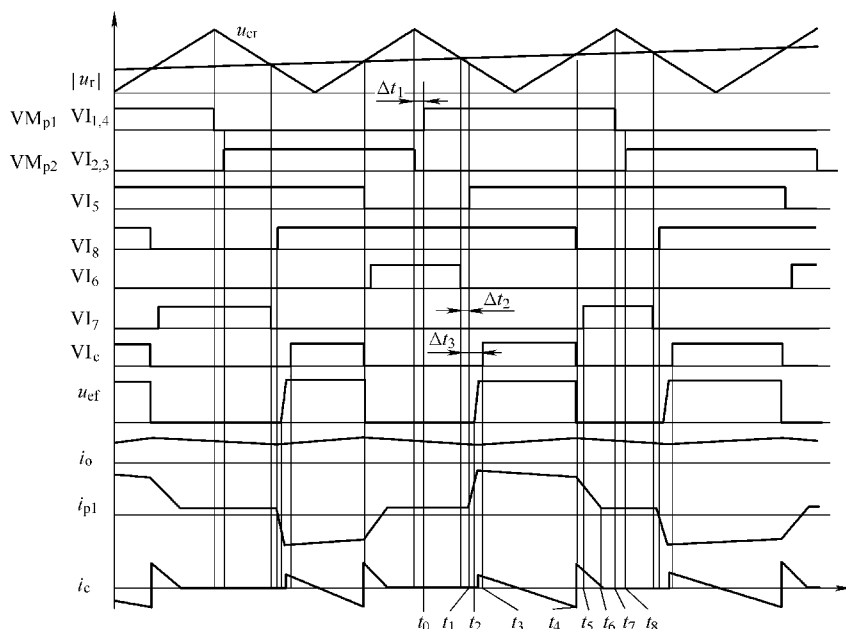


图 3-12 第 I 象限工作的控制逻辑和主要电量波形

在此期间，逆变桥 II 开关 VI_5 、 VI_7 处于关断状态， VI_6 、 VI_8 处于开通状态，负载电流通过开关 VI_8 和 VI_6 的反并联二极管续流。到 $t_1 - \Delta t_2$ 时刻，关断开关 VI_6 ，此时，由于负载电流通过 VI_6 的反并联二极管，因此，开关 VI_6 是在零电压条件下关断的，并且 VI_6 的关断并没有改变电路的工作状态。这段时间工作的等效电路如图 3-13a 所示。

工作模式 2 $[t_1, t_2]$ ：在 t_1 时刻，桥 II 的功率开关 VI_5 开通，负载电流使直流链 p、n 之间的等效电容放电（图中未画出）。由于等效电容很小，所储存的能量很少，直流链电压 U_{pn} 迅速衰减到零，因此， VI_5 可以认为是准零电压开通。同时，输入直流电压 U_d 耦合到变压器二次绕组的电压全部加在变压器漏感 L_k 上，一次侧电流 i_{p1} 开始增加。在此期间，由于一次侧电流小于负载电流，因此，一部分负载电流由一次侧电流 i_{p1} 提供，另一部分仍然通过开关 VI_8 和 VI_6 的反并联二极管续流， U_{pn} 保持为零。其等效电路如图 3-13b 所示。

由于漏感 L_k 的存在，开关 VI_5 上的电流 i_{vi} 和一次侧开关电流 i_{p1} 只能逐渐增加，其变化规律为

$$i_{vi}(t) = ni_{p1}(t) = \frac{nU_d}{L_k}(t - t_1) \quad (3-1)$$

式中 n ——变压器电压比。

因此，开关 S_5 尽管不是严格意义上的零电压开通，但是，其开通损耗非常小，称为准零电压开通。

工作模式 3 $[t_2, t_3]$ ：到 t_2 时刻，一次电流 i_{p1} 上升到负载电流，桥 II 中开关 VI_6 的

工作模式4 $[t_3, t_4]$: t_3 时刻, 开通箝位开关 VI_c , 由于 VI_c 的反并联二极管已经处于导通状态, 因此, VI_c 是零电压开通。开通延时时间 Δt_3 是为了实现 VI_c 的零电压开通所必需的。此后, 变压器漏感 L_k 与箝位电容 C_c 继续谐振, 电容电流 i_c 逐渐减小并反向, 将前面储存在电容中的能量释放给负载。在此期间, 由于输出滤波电感的作用, 负载电流 i_o 缓慢增加。其等效电路如图 3-13d 所示。

工作模式5 $[t_4, t_5]$: 在 t_4 时刻, 桥Ⅱ开关 VI_8 和箝位开关 VI_c 同时关断, 这时负载电流 i_o 通过开关 VI_5 和开关 VI_7 的反并联二极管续流, 切断了输出桥Ⅱ与前级的电流回路。由于变压器漏感的存在, 原边电流 i_{pl} 不能突变, 只能通过箝位开关 VI_c 的反并联二极管给电容 C_c 充电, 使电容电流 i_c 立刻反向。如果使箝位开关延时关断, 还可以实现 VI_c 的零电压关断。这时, 变压器漏感 L_k 与电容 C_c 谐振, 并将漏感储存的能量转移到电容 C_c 中, 电容电压 U_c 增加, 一次电流迅速下降。这个时间段对应的等效电路如图 3-13e 所示。

工作模式6 $[t_5, t_6]$: t_5 时刻, 桥Ⅱ中的开关 VI_7 开通。由于负载电流 i_o 通过 VI_7 的反并联二极管续流, 因此, VI_7 是零电压开通。并且, VI_7 的开通并没有影响电路的工作状态。一次电流继续下降, 到 t_6 时刻下降到零。其等效电路如图 3-13f 所示。

工作模式7 $[t_6, t_7]$: t_6 时刻, 一次电流 i_{pl} 谐振到零。此后, 由于箝位开关 VI_c 以及其反并联二极管的阻断作用, 使谐振电流不能反向, 因此, 一次电流 i_{pl} 保持为零, 为变压器一次功率开关的零电流换相创造了条件。在此期间, 输入直流电源通过变压器两个一次绕组给电容 C 补充能量, 形成环流。负载电流 i_o 通过 VI_5 和 VI_7 的反并联二极管继续续流。其等效电路如图 3-13g 所示。

工作模式8 $[t_7, t_8]$: 到 t_7 时刻, 变压器一次侧开关和桥Ⅰ开关开始换相, VM_{pl} 和 VI_1 、 VI_4 在零电流条件下关断。 t_8 时刻, VM_{l2} 和 VI_2 、 VI_3 在零电流条件下开通, 完成了一次侧开关和桥Ⅰ开关的零电流转换, 并进入下半个高频开关周期。其等效电路如图 3-13h 所示。下半个高频开关周期的工作过程与上述情况类似, 不再赘述。

在第Ⅱ象限, 输出电压 u_o 是正的, 而输出电流 i_o 是负的, 实际上是将负载的无功能量回馈给输入直流电源。此时, 该逆变器相当于工作在整流状态。其控制逻辑和主要电量波形如图 3-14 所示。与图 3-12 对比可见, 逆变器工作于第Ⅱ象限的控制逻辑和工作于第Ⅰ象限时的控制逻辑完全一样。

逆变器工作于第Ⅱ象限时, 在半个高频开关周期仍然可以分为八种工作模式, 各种工作模式所对应的等效电路如图 3-15 所示。

工作模式1 $[t_0, t_1]$: 仍然假设一个高频开关周期在三角载波的峰值处开始, 并且二次侧电路和桥Ⅰ在此处进行换相。在时刻 t_0 , VM_{pl} 和 VI_1 、 VI_4 开通, t_0 时刻前, 输入直流电源通过变压器一次绕组给电容 C 补充能量, 形成环流。而一次侧开关电流已经复位到零, 因此, VM_{pl} 和 VI_1 、 VI_4 是零电流开通。此时, 负载电流为负, 并通过桥Ⅱ开关 VI_6 和 VI_8 的反并联二极管续流。该时间段的等效电路如图 3-15a 所示。

工作模式2 $[t_1, t_2]$: 在 t_1 时刻, 桥Ⅱ的功率开关 VI_6 关断, 中断了负载电流 i_o 的续流回路, 负载电流只能通过开关 VI_5 的反并联二极管给直流链上的寄生电容充电, 直流

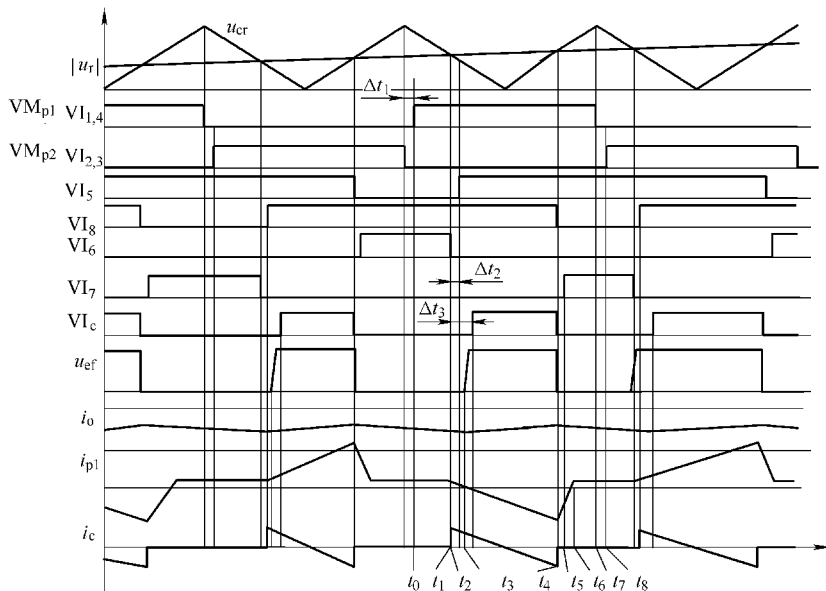


图 3-14 第Ⅱ象限工作的控制逻辑和主要电量波形

链上的电压 U_{pn} 迅速增加。一次电流仍然处于环流状态。其等效电路如图 3-15b 所示。

工作模式 3 $[t_2, t_3]$: 到 t_2 时刻, 直流链上的电压 U_{pn} 增加到箝位电容电压 U_c , 箝位开关 VI_c 的反并联二极管开通, 直流链电压 U_{pn} 被箝位在 U_c 。变压器一次电流 i_{p1} 在 U_c 的作用下开始下降并反向增加, 将负载无功能量回馈给直流输入电源。其等效电路如图 3-15c 所示。忽略环流时一次电流 i_{p1} 的变化如下:

$$i_{p1}(t) = \frac{n(U_c - nU_d)}{L_k}(t - t_2) \quad (3-2)$$

工作模式 4 $[t_3, t_4]$: 在 t_3 时刻, 开通箝位开关 VI_c , 由于 VI_c 的反并联二极管已经处于导通状态, 因此, VI_c 是零电压开通。箝位电容 C_c 的电流 i_c 减小并反向。在此期间, 原边电流 i_{p1} 仍然按式 (3-2) 的规律继续增加。其等效电路如图 3-15d 所示。

工作模式 5 $[t_4, t_5]$: 在 t_4 时刻, 箝位开关 VI_c 和桥Ⅱ中的开关 VI_8 关断, 由于负载电流通过 VI_8 的反并联二极管流通, 因此, VI_8 的关断并没有改变负载电流的流通过径, 而且是零电压关断。此时, 变压器一次电流折算到二次侧的电流 I_{pm}/n 大于负载电流 i_0 (I_{pm} 是一次电流瞬时峰值), 其差值 $I_{pm}/n - i_0$ 给直流链寄生电容放电, 使 U_{pn} 迅速下降到零。 U_{pn} 下降到零之后, 一次电流 i_{p1} 在输入电压 U_d 的作用下开始复位。对应的等效电路如图 3-15e 所示。一次电流按式 (3-3) 规律下降。

$$i_{p1}(t) = I_{pm} - \frac{U_d}{L_k}(t - t_4) \quad (3-3)$$

工作模式 6 $[t_5, t_6]$: 到 t_5 时刻, 桥Ⅱ中的开关 VI_7 在零电压条件下开通。输出滤

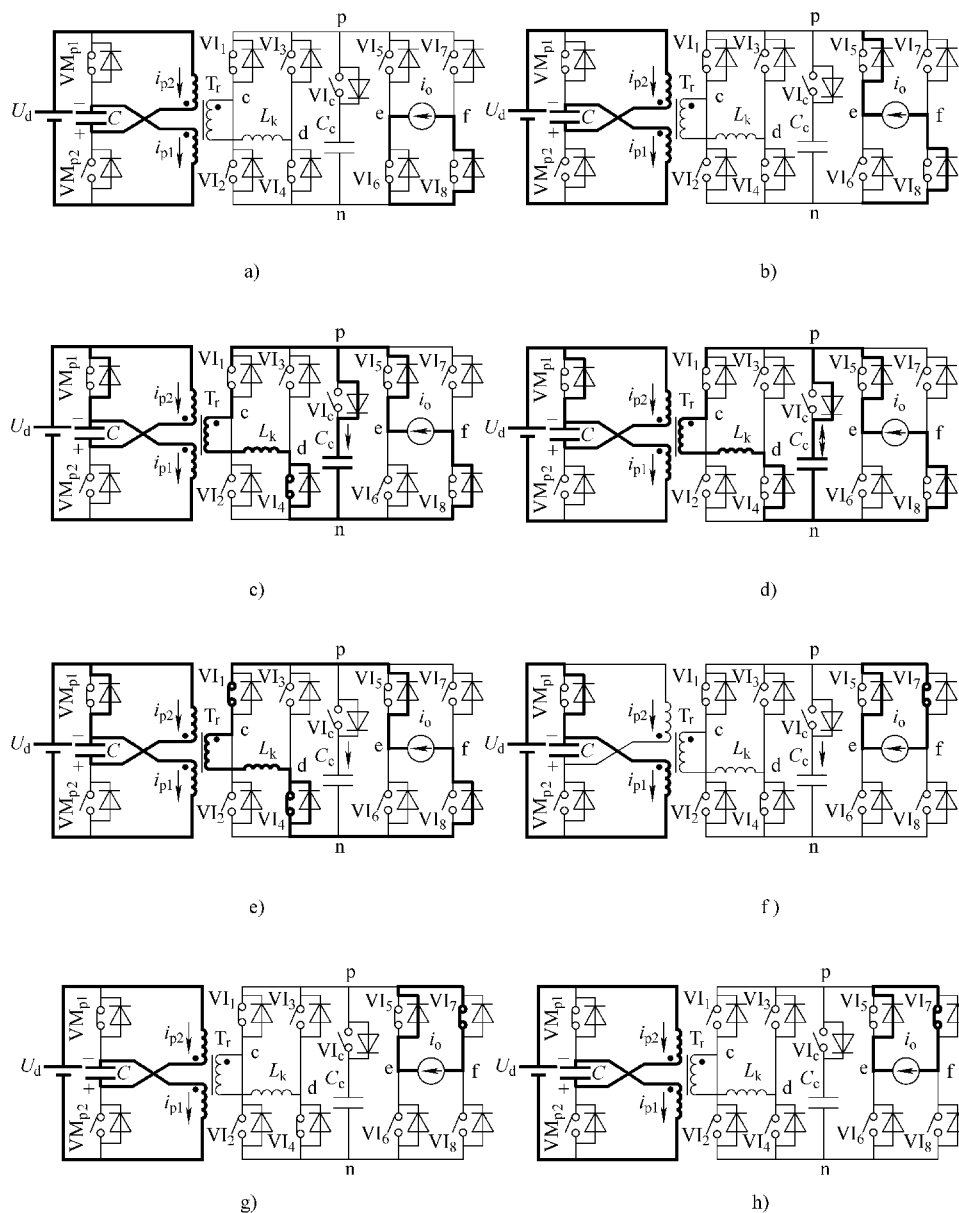


图 3-15 逆变器在第Ⅱ象限半个高频周期的等效电路

a) 工作模式 1 b) 工作模式 2 c) 工作模式 3 d) 工作模式 4

e) 工作模式 5 f) 工作模式 6 g) 工作模式 7 h) 工作模式 8

波电容 C_o 的电压 u_o 全部施加在输出滤波电感 L_o （此时相当于 Boost 电感）上，负载电流 i_o 增加。一次电流继续按式（3-3）的规律下降。等效电路如图 3-15f 所示。

工作模式 7 $[t_6, t_7]$: 到 t_6 时刻, 一次侧开关电流复位到零, 为一次侧电路和桥 I 中的开关创造了零电流换相条件。由于直流链电压 U_{pn} 为零, 变压器漏感会与直流链上的寄生电容谐振, 使 U_{pn} 达到 U_c 后, 一次侧开关电流保持为零。直流输入电源与变压器一次绕组和电容 C 构成环流回路, 给电容 C 补充能量, 负载电流 i_o 继续按模式 6 所述的回路增加。等效电路如图 3-15g 所示。

工作模式 8 $[t_7, t_8]$: 在 t_7 时刻, 变压器一次侧开关和桥 I 开关开始换相, VM_{p1} 和 VI_1 、 VI_4 在零电流条件下关断。 t_8 时刻, VM_{p2} 和 VI_2 、 VI_3 在零电流条件下开通, 实现了一次侧开关和桥 I 开关的零电流转换, 并进入下半个高频开关周期。其等效电路如图 3-15h 所示。

由以上分析可见, 在采用对称组合式单极性 PWM 调制方式下, 采用同样的控制逻辑就能够实现逆变器在 I、II 象限的工作和两象限之间的平滑过渡。只有当输出电压极性变化时, 才需要根据电压极性信号改变输出逆变桥的对角开关的控制逻辑。因此该调制方式使逆变器能够根据负载功率因数而自动实现工作象限的转换, 对负载功率因数的变化具有自适应性, 简化了逻辑综合电路的设计与实现, 提高了逆变器工作的可靠性。

图 3-16 给出了负载阻抗角为 64.8° 电角度的阻感性负载时的输出电压 u_o 和输出电流 i_o 实验波形。此时, 输出电压 u_o 的 THD 为 2.83%。该逆变器可以回馈电抗性负载的无功能量, 实现了四象限运行。

图 3-17 所示为逆变器直流链电压 U_{pn} 和输出电压 u_o 实验波形。由于功率开关和变压器等效电阻的存在, 直流链电压随着输出交流电流而产生 100Hz 的低频脉动, 这是该类逆变器固有的特点。该低频脉动会加大输出电压的波形畸变, 给闭环控制器的设计带来了困难, 采用闭环控制可以改善输出电压波形质量。由图可见, 有源箝位电路可以有效地抑制直流链电压的过冲。

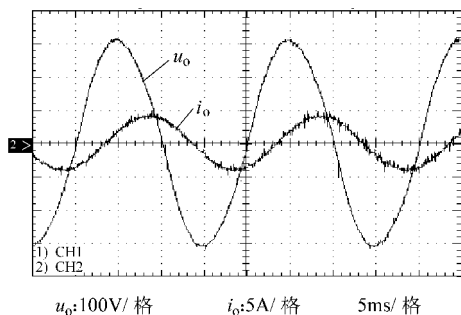


图 3-16 阻感负载下 u_o 和流 i_o 波形

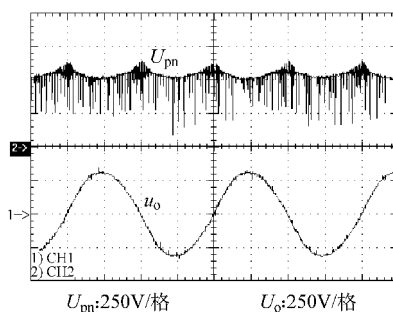


图 3-17 直流链电压 U_{pn} 和输出电压 u_o 实验波形

逆变器在额定输入电压情况下的效率曲线如图 3-18 所示, 在额定负载变化范围内效率达到 85% 以上。

实验结果表明推挽正激准单级高频链逆变器具有四象限工作能力, 功率器件能够实现软开关, 在阻性满载时的效率达到 85.8%, THD 为 2.04%, 且具有较好的稳态和动

态性能。

3.4 串联谐振高频链逆变电路

高频链逆变电源结合谐振变换器技术以提高逆变电源的效率和可靠性。在高频变压器的一次侧加入串联谐振槽、并联谐振槽和串并联复合谐振槽，即可分别构成图 3-19a、b、c 所示的串联谐振高频链逆变电路、并联谐振高频链逆变电路和串并联复合型高频链逆变电路，下面着重介绍串联谐振高频链逆变电路。

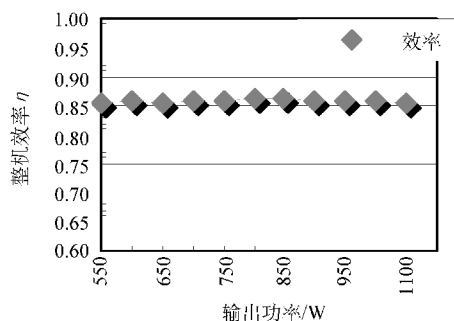


图 3-18 系统效率测量曲线

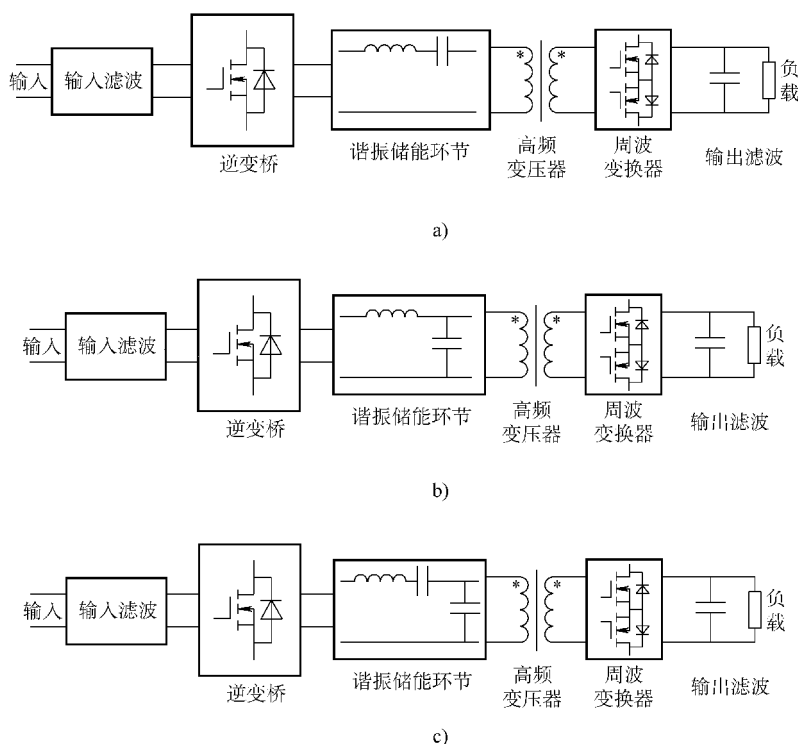


图 3-19 串联、并联和串并联复合型谐振高频链逆变器

a) 串联谐振型高频链逆变器 b) 并联谐振高频链逆变器 c) 串并联复合型谐振高频链逆变器

3.4.1 串联谐振与能量传递

串联谐振型高频链逆变电源的主要特点包括：

(1) 引入串联谐振槽, 使流经所有功率管的通态电流均为高频正弦波, 可实现与负载大小及特性无关的全程零电流软开关 (Zero Current Switching, ZCS)。

(2) 周波变换器在电流过零点时换流, 而此时高频变压器漏感储能为零, 因此开关换流不会因为漏感电流中断而引起电压尖峰。

(3) 输出滤波器仅由电容构成, 无滤波电感, 在换流死区期间就无需为电感电流提供续流回路, 同样也不会因为滤波电感电流中断而引起电压尖峰。

(4) 将高频环节——串联谐振槽等效成比例环节后, 系统可降阶为单极点系统, 外环控制器设计简单。

(5) 实现单级功率变换, 系统效率高。

(6) 能量双向流动, 负载适应性好。

(7) 主要缺点是功率管的通态电流有效值较大, 开关通态损耗大。

在串联谐振型高频链逆变器中, 施加在谐振储能环节两端的激励源为正负交变的方波而非纯正弦波。但是由于串联谐振电路具有选择性, 其偏离谐振频率的高次谐波得到不同程度的抑制, 在此基础上我们把谐振网络的工作方式分为以下三类:

1. 激励谐振

谐振电路两端电压和电流处于同相位状态, 谐振电流在电源电压的激励下不断增加, 能量从直流侧流向谐振回路, 谐振能量迅速增加; 同时变压器作为电流源, 向负载端输出能量增加, 输出电压升高, 如图 3-20 所示。

2. 自由谐振

此时谐振网络与输入电压源断开。谐振电流在谐振网络中自由振荡, 谐振能量缓慢降低。如果在自由谐振中加入负载, 根据输出电压与谐振电流的相位关系, 可以得到能量的流向。当一致时, 谐振回路给负载供电, 谐振电流逐渐变小。反之, 负载向谐振回路回馈能量, 谐振电流变大, 如图 3-21 所示。

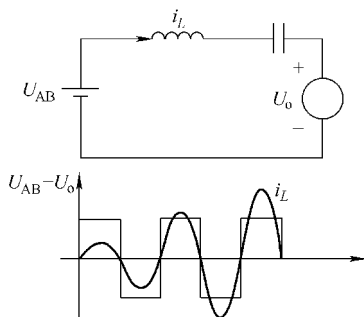


图 3-20 激励谐振

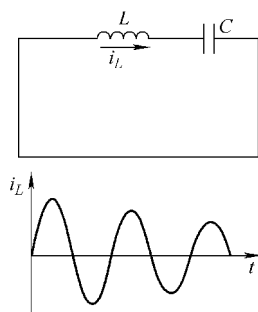


图 3-21 自由谐振

3. 回馈谐振

谐振电流与谐振回路端电压相位相反, 不管输出为何种状态, 谐振电流在反电压的作用下迅速变小。能量从谐振回路回馈到输入直流电压侧, 谐振回路能量迅速减小, 同

样变压器的输出也减小,如图 3-22 所示。

3.4.2 电路结构

如图 3-23 所示,串联谐振高频链逆变电路主要由 5 部分组成:高频逆变桥、串联谐振槽、二次侧的双绕组高频隔离变压器、四开关结构的周波变换器及输出滤波电容。其中全桥开关 $VM_1 \sim VM_4$ 和谐振槽 L_r 、 C_r 构成高频逆变环节将直流电源 U_d 逆变成正弦波电流源 i_{L_r} ;一次绕组、二次双绕组的高频变压器 T_{HF} 实现电气隔离和电压等级匹配,并有利于周波变换器开关的自由组合; $VI_A \sim VI_D$ 构成周波变换器,和滤波电容 C_o 实现高频整

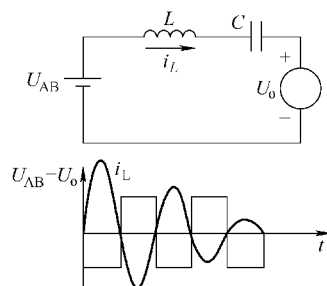


图 3-22 回馈谐振

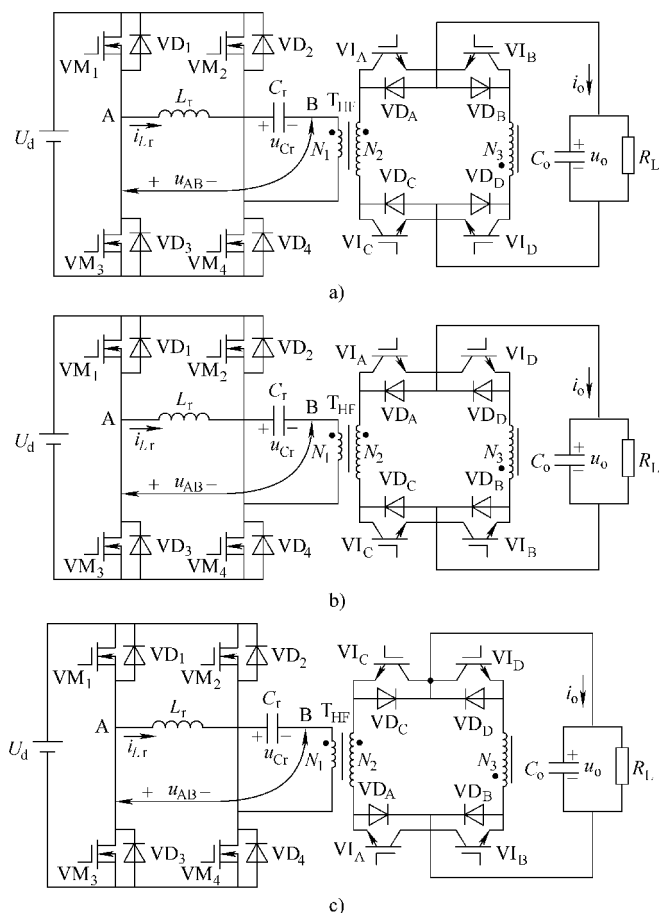


图 3-23 串联谐振高频链逆变电源主电路

a) 共发射极结构 b) 半桥结构 c) 共集电极结构

流和低频滤波, 获得高品质的交流电压输出。图中的反并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 、 $VD_A \sim VD_D$ 均为功率器件内置, 无须外接。

根据周波变换器功率管 $VI_A \sim VI_D$ 的不同组合方式, 图中给出了 3 种周波变换器结构的逆变电源主电路 (注: 图中标号一样的功率器件的驱动信号相同)。图 3-23a 开关构成共发射极结构, 有利于减少驱动用隔离电源数, 降低成本; 图 3-23b 开关构成半桥结构, 便于采用半桥式功率模块, 减小杂散参数, 提高系统的功率密度; 图 3-23c 为共集电极结构, 可采用共散热片结构并以散热片为输出端, 降低印制电路板的制板难度。

串联谐振高频链逆变电源的特点可总结如下:

①八开关单级实现高频链 DC/AC 逆变, 结构简单; ②全部功率管工作在 ZCS 状态; ZCS 软开关实现与负载的大小、特性无关; ③一、二次侧开关可应用全桥或半桥模块, 易于实现集成化、模块化; ④只需电容滤波, 易于并联扩容; ⑤减少周波变换器开关调制次数, 阻性负载条件下, 二次侧开关工频切换; ⑥结合谐振电流给定幅值调制技术提出的双闭环控制器, 系统实现高频、高效、低 THD 逆变。

3.4.3 工作过程分析

当逆变电源工作于 I、III 象限时, 输出电压与电流处于同相位, 直流侧向负载侧传递能量。基于高频逆变桥和周波变换器结构的对称性, 仅讨论逆变电源处于第一象限 ($u_o > 0$, $i_o > 0$) 时的工作原理。由于此时周波变换器通过 VD_C 和 VD_D 实现谐振电流过零点的自然换流, VI_A 和 VI_B 就可以处于常通状态。在第 III 象限时, VI_C 和 VI_D 处于常通状态, 由 VD_A 和 VD_B 实现自然换流。根据高频逆变桥开关的组合形式和谐振槽起振电压约束关系, 逆变电源可以分成 3 种可控谐振模式和两种不可控谐振模式。

1. 激励谐振

谐振电流正半周时, VM_1 和 VM_4 同时在谐振电流过零点处开通, 并在下一个过零点关断; 谐振电流负半周时, VM_2 和 VM_3 也同时在过零点处开通, 在下一个过零点关断。图 3-24a、b 分别是正负半周时的电流通路。根据此时的开关状态, 3-24c 给出了激励谐振模式时的高频逆变桥和周波变换器的等效电路图; 同时, 3-24d 还给出了谐振槽电流和电压的相位关系及谐振电流的变化趋势。

根据 3-24c 所示的等效电路, 谐振槽两端承受与谐振电流保持同相位的净电压:

$$u_{AB} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(U_d - \frac{u_o}{N} \right) \quad (3-4)$$

式中, $\text{sign}(i_{L_r})$ 为符号函数, 当 i_{L_r} 大于零时取 1, 当 i_{L_r} 小于零时取 -1; N 为隔离变压器的电压比; U_d 为输入直流电源; u_o 为输出电压瞬时值。

谐振电流在该方波电源激励下逐渐增大如 3-24d 所示, 经变压器向负载侧提供的能量增加, 输出电压上升。能量从直流侧流入谐振槽并向负载侧传递。假设前半个谐振周期结束后, 谐振电容上的电压为 $u_{C_r}(k)$, 经半个激励谐振周期后, 谐振电流及向负载侧提供的能量为

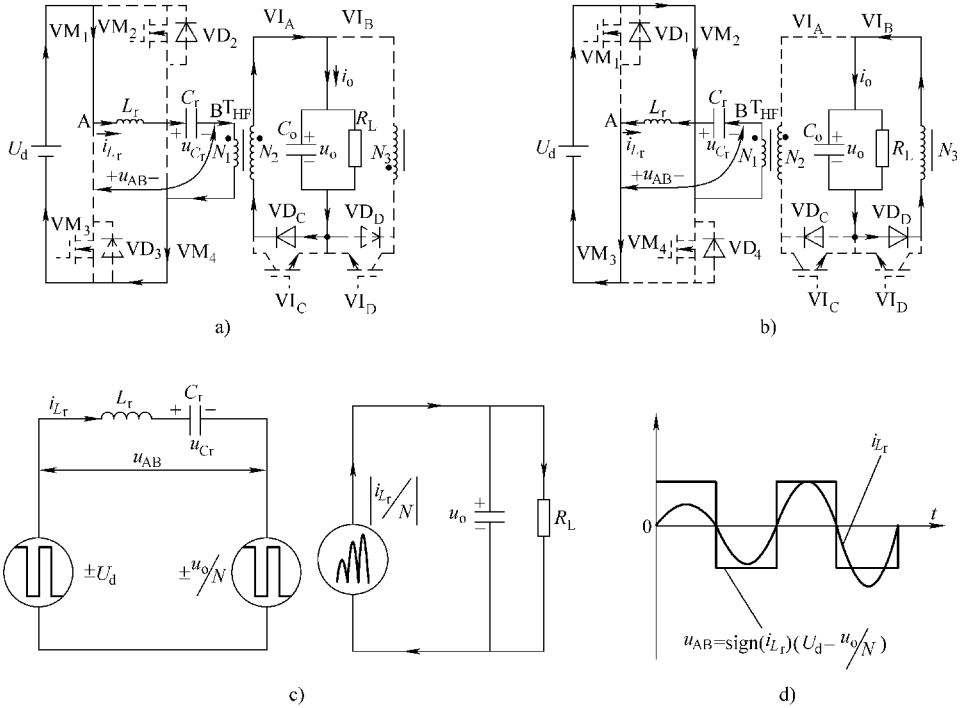


图 3-24 激励谐振模式

- a) 谐振电流正半周 b) 谐振电流负半周
c) 逆变电源等效电路 d) 谐振槽电流和电压波形

$$i_{L_r}(t) = \frac{u_{AB} - u_{C_r}(k)}{Z_r} \sin \omega_r t$$

$$E = \int_0^{\frac{T_s}{2}} u_o \left| \frac{i_{L_r}}{N} \right| dt = \left| 2u_o \frac{u_{AB} - u_{C_r}(k)}{Z_r \omega_r N} \right| \quad (3-5)$$

式中, 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, 谐振角频率 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 。

在激励谐振模式下, 逆变电源的状态方程为

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(U_d - \frac{u_o}{N} \right) - u_{C_r} \\ C_r \frac{du_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \\ C_o \frac{du_o}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \frac{i_{L_r}}{N} - \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (3-6)$$

2. 自由谐振

在这种谐振模式下, 高频逆变桥的开关管有多种选择: 谐振电流正半周时, 开通

VM₁或VM₄；谐振电流负半周时，开通VM₂或VM₃。这样谐振电流就有多种回路：正半周时，VM₁和VD₂或VM₄和VD₃；负半周时，VM₂和VD₁或VM₃和VD₄。对于这四种组合方式，VM₁和VD₂、VM₂和VD₁以及VM₄和VD₃、VM₃和VD₄这两种组合可以采用VM₁、VM₂常通或VM₃、VM₄常通实现，不仅可以减少开关次数，降低开关损耗，而且还可以在VD₂、VD₁或VD₃、VD₄续流时引入同步整流，减少通态损耗；而VM₁和VD₂、VM₃和VD₄以及VM₄和VD₃、VM₂和VD₁这两种组合需要VM₁、VM₃或VM₄、VM₂在谐振电流过零点进行切换，有益的是谐振电流在一个周期内流经高频逆变桥所有开关，使功率管有着相同的电流。以VM₄和VD₃、VM₃和VD₄开关组合为例，采用VM₃、VM₄常通实现自由谐振模式。和激励谐振模式类似，图3-25a、b为该开关组合时自由谐振模式下电流正负半周的电流通路；3-25c给出了自由谐振模式时的高频逆变桥和周波变换器的等效电路图，可以看出周波变换器有着和激励谐振模式时相同的工作方式；3-25d为谐振槽电流和电压的相位关系及谐振电流的变化趋势。

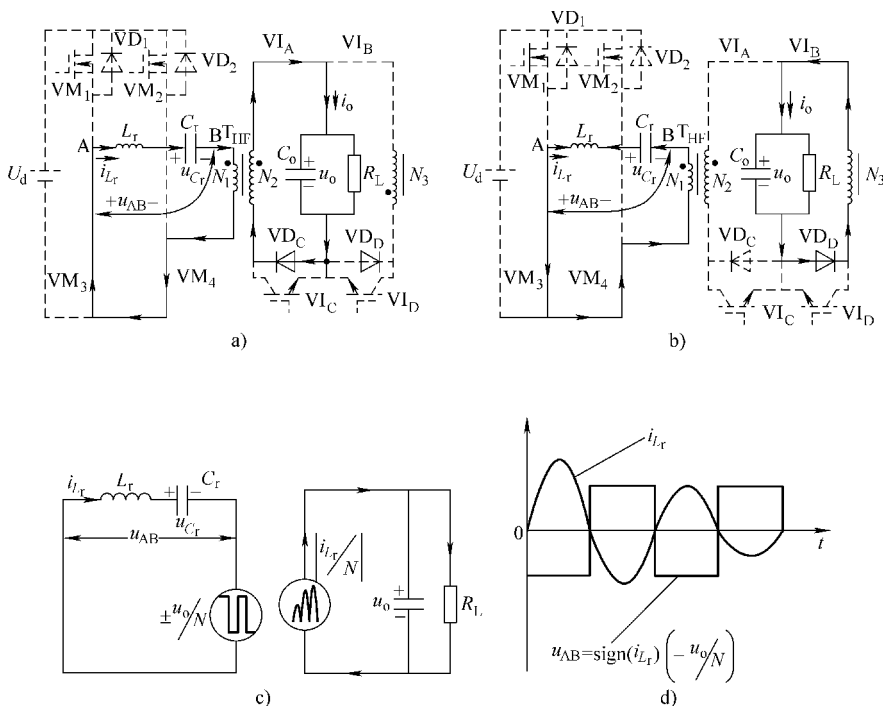


图 3-25 自由谐振模式

- a) 谐振电流正半周 b) 谐振电流负半周
c) 逆变电源等效电路 d) 谐振槽电压电流

根据 3-25c 所示的高频逆变桥等效电路，谐振槽端电压和电流相位相反，其值为

$$u_{AB} = \text{sign}(i_{Lr}) \left(\frac{-u_o}{N} \right) \quad (3-7)$$

此时直流电源不参与工作，谐振槽向负载提供能量，谐振电流逐渐变小，输出电压下降。经半个自由谐振周期后，谐振电流及向负载提供的能量可以由公式 (3-5) 确定，其中此时的谐振槽端电压 u_{AB} 由式 (3-7) 确定。

在自由谐振模式下，逆变电源的状态方程为

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(-\frac{u_o}{N} \right) - u_{C_r} \\ C_r \frac{du_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \\ C_o \frac{du_o}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \frac{i_{L_r}}{N} - \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (3-8)$$

3. 回馈谐振

该模式下，高频逆变桥功率管 $VM_1 \sim VM_4$ 均处于封锁状态，谐振电流通过反并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 续流。图 3-26 分别给出了此模式下的电流通路、等效电路及谐振槽电压电流相位关系等。同样可以看出，周波变换器的工作方式与激励谐振、自由谐振相同。

根据图 3-26 所示的高频逆变桥等效电路，谐振槽端电压与电流相位相反，其值为

$$u_{AB} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(-U_d - \frac{u_o}{N} \right) \quad (3-9)$$

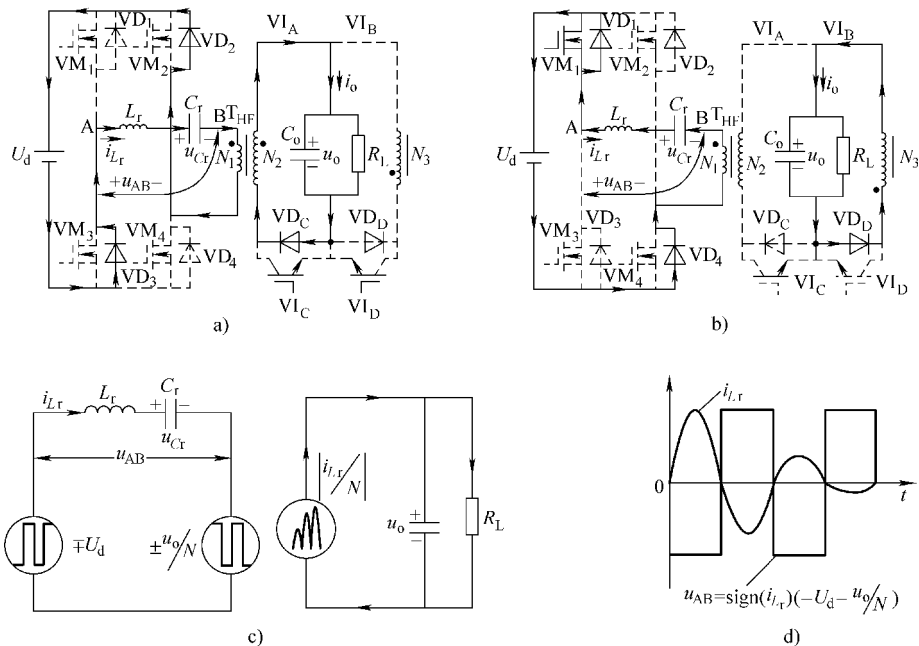


图 3-26 回馈谐振模式

a) 谐振电流正半周 b) 谐振电流负半周 c) 逆变电源等效电路 d) 谐振槽电压电流

此时直流电压以 $\mp U_d$ 的方波形式加在谐振槽和变压器两端，与谐振电流相位相反，谐振电流迅速变小，向负载侧传递的能量也迅速变小，输出电压下降较快。在回馈谐振模式下，谐振槽不仅向负载侧提供能量，同时还将能量回馈到直流输入电源中。经半个该谐振模式后，谐振电流及向负载侧提供能量同样可由式(3-5)确定，而此时谐振槽端电压 u_{AB} 则由式(3-9)替换。

在回馈谐振模式下，逆变电源的状态方程为

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(-U_d - \frac{u_o}{N} \right) - u_{C_r} \\ C_r \frac{du_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \\ C_o \frac{du_o}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \frac{i_{L_r}}{N} - \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (3-10)$$

当逆变电源工作于Ⅱ、Ⅳ象限时，输出电压与电流相位相反，负载侧向直流电源回馈能量。基于逆变电源的全对称性，仅讨论第Ⅱ象限($u_o > 0, i_o < 0$)时的工作原理。在能量回馈时，周波变换器功率管 VI_D 和 VI_C 均以谐振频率 f_r 为开关频率、占空比为50%在谐振电流的过零点处交替导通。 VI_D 在谐振电流正半周时导通，而 VI_C 在负半周时导通。根据高频逆变桥开关组合方式和谐振槽起振电压约束关系，逆变电源可以分为3种可控谐振模式及一种不可控模式。

1. 双激励谐振

高频逆变桥开关的组合方式与激励谐振模式相同，不同的是此时不仅输入直流电源作为谐振槽的激励源，输出负载同样也是激励源。图3-27分别给出了谐振电流正负半周时的电流通路、逆变电源等效电路及谐振槽电压、电流相位关系。从高频逆变桥的等效电路图3-27c可知，谐振槽端电压与电流相位相同，其值为

$$u_{AB} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(U_d + \frac{u_o}{N} \right) \quad (3-11)$$

与式(3-4)相比较，该模式下的端电压 u_{AB} 更大，谐振电流在此激励电源的作用下迅速增加，负载侧回馈的能量也迅速变大，输出电压变小。负载侧回馈及直流电源输入的能量都保存在谐振槽中。经过半个谐振周期后，谐振电流及负载回馈的能量分别可由式(3-5)确定，而式中谐振槽端电压 u_{AB} 由式(3-11)确定。

在双激励谐振模式下，逆变电源的状态方程为

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \left(U_d + \frac{u_o}{N} \right) - u_{C_r} \\ C_r \frac{du_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \\ C_o \frac{du_o}{dt} = -\text{sign}(i_{L_r}) \frac{i_{L_r}}{N} - \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (3-12)$$

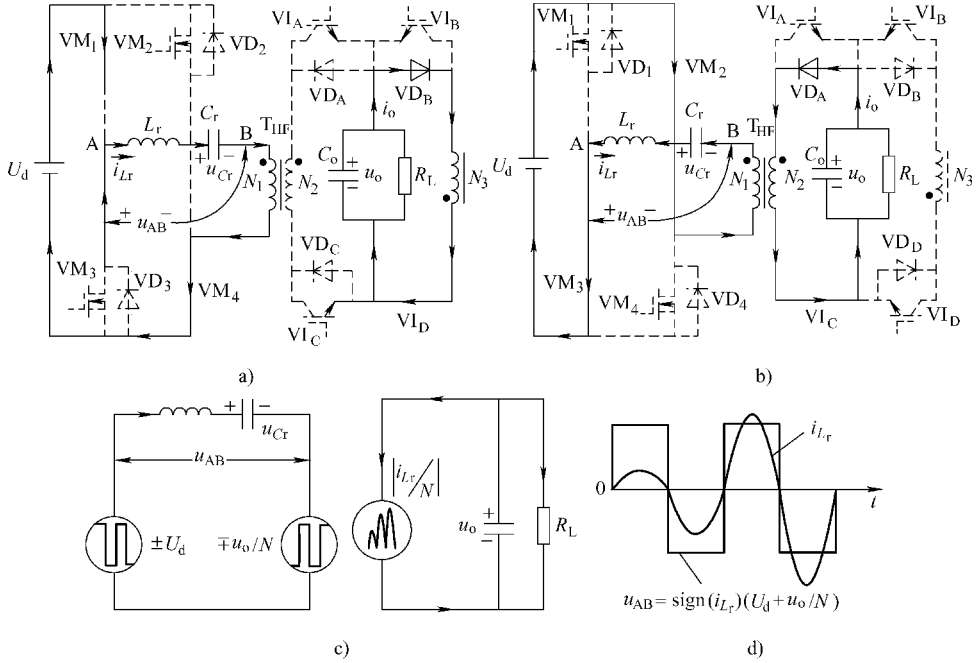


图 3-27 双激励谐振模式

a) 谐振电流正半周 b) 谐振电流负半周 c) 逆变电源等效电路 d) 谐振槽电压电流

2. 负载激励自由谐振

高频逆变桥开关的组合方式与自由谐振模式相同，同样有 4 种不同的开关组合方式，而且相对应的开关组合对逆变电源性能有着相同的影响。在该谐振模式下，谐振电流在负载激励源的作用下逐渐变大，负载回馈的能量增加，输出电压下降。负载回馈的能量存储在谐振槽中。图 3-28 给出了此模式下的正负半周电流通路、逆变电源等效电路及谐振槽电压、电流相位图。从图 3-28c 所示的等效电路图可知，谐振槽端电压与电流保持同相位，其值为

$$U_d = \text{sign}(i_{L_r}) \frac{u_o}{N} \quad (3-13)$$

经过半个谐振周期后，谐振电流及负载回馈的能量可由式 (3-5) 确定。而式中谐振槽端电压 u_{AB} 由公式 (3-13) 替换。

在负载激励自由谐振模式下，逆变电源的状态方程为

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = \text{sign}(i_{L_r}) \frac{u_o}{N} - u_{C_r} \\ C_r \frac{du_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \\ C_o \frac{du_o}{dt} = -\text{sign}(i_{L_r}) \frac{i_{L_r}}{N} - \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (3-14)$$

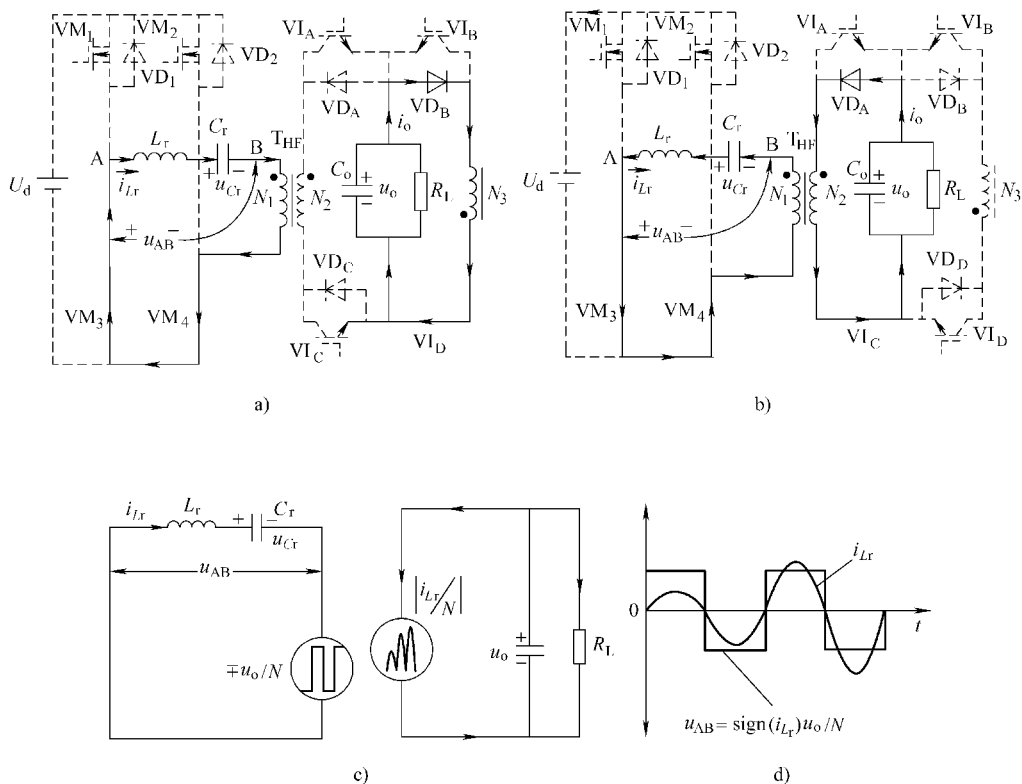


图 3-28 负载激励自由谐振模式

a) 谐振电流正半周 b) 谐振电流负半周 c) 逆变电源等效电路 d) 谐振槽电压电流

3. 负载激励回馈谐振

高频逆变桥开关的组合方式与回馈谐振模式相同， $VM_1 \sim VM_4$ 全部关断，谐振电流通过反并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 续流。在该谐振模式下，尽管负载依然作为激励源，但是直流电源作为反电动势参与逆变电源工作。由于输出电压经变压器折算后，一定小于直流电源，因此在此模式下，谐振槽端电压与电流相位相反。谐振电流在此反电动势的作用下，逐渐变小。负载回馈的能量也变小，输出电压升高。此时，谐振槽接受负载回馈能量的同时将能量回馈到直流电源，谐振槽能量变小。图 3-29 分别给出了此谐振模式下的正负半周电流通路、逆变电源的等效电路及谐振槽端电压、电流相位图。从图 3-29c所示的高频逆变桥等效电路图可知，谐振槽端电压与电流相位相反，其幅值为

$$u_{AB} = \text{sign}(i_{Lr}) \left(-U_d + \frac{u_o}{N} \right) \quad (3-15)$$

在负载激励回馈谐振模式下，逆变电源的状态方程为

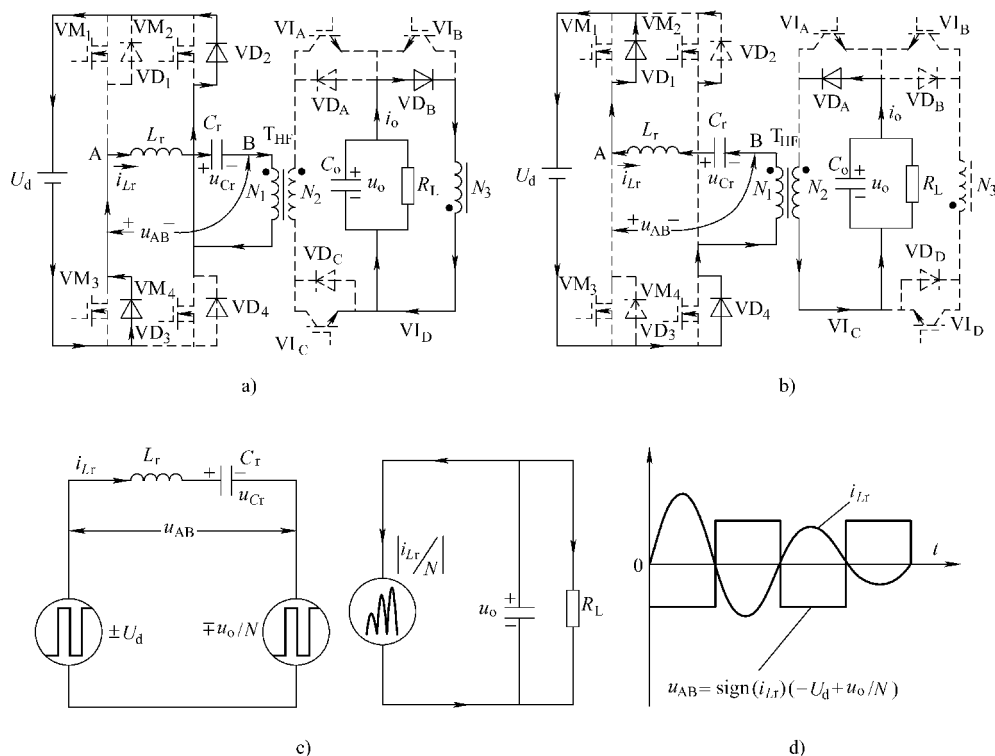


图 3-29 负载激励回馈谐振模式

a) 谐振电流正半周 b) 谐振电流负半周 c) 逆变电源等效电路 d) 谐振槽电压电流

$$\begin{cases} Lr \frac{di_{Lr}}{dt} = \text{sign}(i_{Lr}) \left(-U_d + \frac{u_o}{N} \right) - u_{Cr} \\ C_r \frac{du_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \\ C_o \frac{du_o}{dt} = -\text{sign}(i_{Lr}) \frac{i_{Lr}}{N} - \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (3-16)$$

经过半个谐振周期后，谐振电流及负载回馈的能量可由式 (3-5) 确定，而式中谐振槽端电压 u_{AB} 由式 (3-15) 替换。

3.4.4 谐振电流给定幅值调制技术

对于正弦波逆变电源，输出电压的质量是衡量控制系统性能的最直接的手段。利用不同谐振模式对输出电压的调节趋势，可以实现输出电压实时跟随正弦波给定信号，因此如何根据输出要求确定合适的谐振模式是逆变电源控制的基础。根据逆变电源的工作原理，直流输入电源和负载之间的能量传递通过谐振槽的中介实现，而谐振模式也正是

以谐振槽的能量控制为基础。然而输出电压的 50Hz 低频特性与谐振电流以谐振频率呈高频正弦规律变化之间存在不可调和的矛盾。为了实现对高频正弦波电流的实时控制,其谐振电流给定必须经过变换。根据谐振电流的高频正弦波和低频包络线的特性,对输出电压外环误差放大器的输出信号作谐振同频的幅值调制,以满足谐振电流波形的需要。图 3-30 给出了谐振电流的调制技术,并根据谐振电流环调节器的输出确定谐振模式的选择。

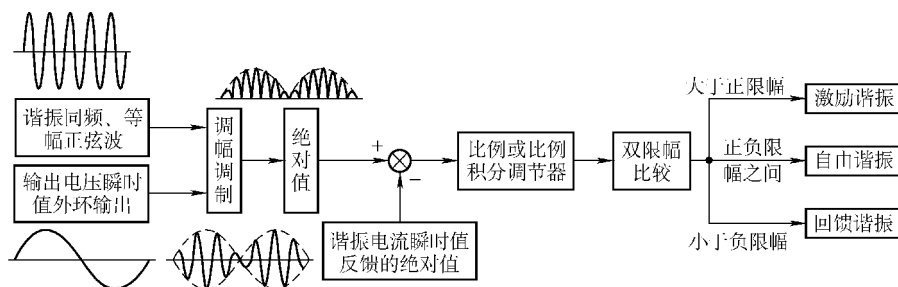


图 3-30 幅值调制及谐振模式判别

根据谐振电流的高频正弦波和低频包络线的特性,将输出电压环误差调节器的输出与谐振频率 f_r 同频、等幅的正弦波信号进行幅值调制,得到谐振电流的实时给定。内环输出的控制信号经双限幅比较后确定高频逆变桥工作于何种谐振模式。由于存在谐振电流的检测毛刺以及谐振电流给定和反馈的细微相差(检测用霍尔元件的时间滞后),一个具有小积分时间常数($5\mu\text{s}$)的 PI 内环调节器能有效消除上述影响导致的谐振模式误判,使逆变电源具有更佳的动、静态特性。

图 3-31 分别为纯阻性、感性及整流器负载条件下的输出电压、电流实验结果。在验证逆变电源四象限运行能力的基础上,对各负载条件下任意采样的输出电压波形作总谐波含量(THD)分析:在阻性额定负载时, $\text{THD} = 0.715\%$;感性负载, $\text{THD} = 0.837\%$;空载, $\text{THD} = 0.988\%$;整流器负载, $\text{THD} = 2.451\%$ 。

图 3-32 为负载从空载切换到满载时的输出电压、电流波形。图中显示的是在输出电流峰值点时切换的情况,即处于切换最恶劣的情况,输出电压响应时间小于 1ms ,且无振荡现象。从满载到空载的切换时,由于断路器切除负载速度较慢,输出电压按照正弦变化,无暂态调节现象。同时测试了不同负载条件下输出电压幅值及频率稳定度,输出电压幅值稳定度 $220(1 \pm 0.3\%) \text{V}$;频率稳定度 $50(1 \pm 0.2\%) \text{Hz}$ 。优异的动、静态特性验证了逆变电源双闭环控制系统参数设计的正确性。

图 3-33 给出了实验样机从 500W 到额定输出功率的效率测试,逆变电源的整机效率均大于 90% ,逆变电源在较大的负载范围内有高的逆变效率(该图仅为主电路效率)。

通过实验样机的性能测试,该串联谐振高频链逆变电源与现有单级高频链逆变电源相比有着更佳的工作性能。

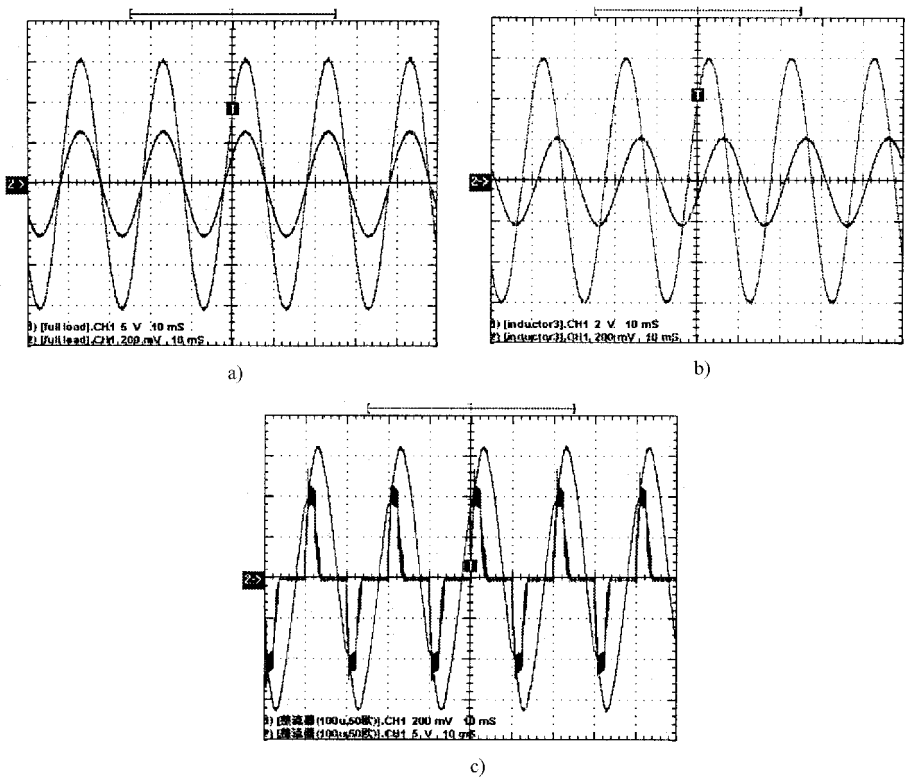
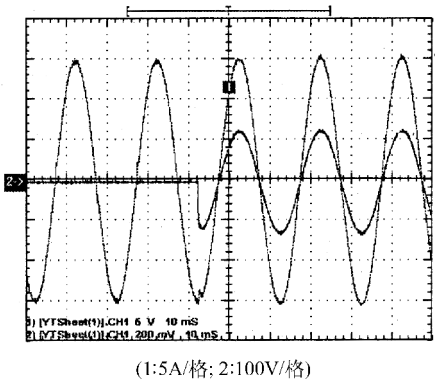


图 3-31 不同负载条件下的输出电压电流波形

a) 阻性负载 (CH1: 5A/格; CH2: 100V/格) b) 感性负载 (CH1: 2A/格; CH2: 100V/格)
c) 整流器负载 (CH1: 5A/格; CH2: 100V/格)



(1:5A/格; 2:100V/格)

图 3-32 负载切换时的输出电压响应

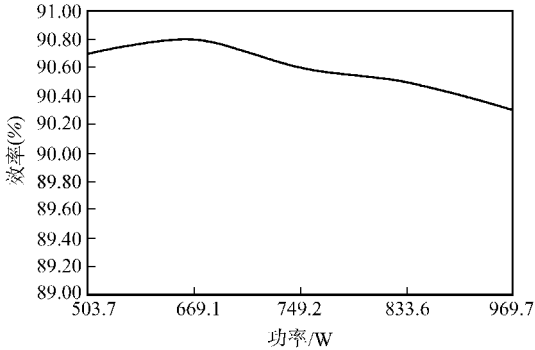


图 3-33 逆变电源效率曲线

第 4 章 三相逆变器的电路拓扑及工作原理

三相逆变器是由 3 个在相位上互差 $2\pi/3$ (120°) 的单相逆变器组合而成的，而组合的方式则多种多样。三相高频链逆变器的前级，即 DC - HFAC，与单相高频链逆变器的前级基本相同，这里不再重复。有中间直流环节的三相高频链逆变器（即 DC - HFAC - DC - LFAC）的后级就是常规的三相开关型逆变器。三相开关型逆变器按照其直流环节的性质，可分为三相电压型逆变器和三相电流型逆变器，这两种类型的逆变器将在本章的 4.1 节和 4.2 节中详细介绍。考虑到中小功率电网中常采用三相四线制，4.3 节专门介绍三相四线制的逆变器结构。本章的最后一节还将介绍没有中间直流环节的三相高频链逆变器，即矩阵式高频链逆变器。

4.1 三相电压型逆变器

开关型逆变器一般按照其直流侧的性质来分类：直流侧为电压源或并联大电容的，称为电压型逆变器；直流侧为电流源或串联大电感的，称为电流型逆变器。本节介绍的是三相电压型逆变器。

4.1.1 三相电压型逆变器的拓扑

三相电压型逆变器的电路拓扑如图 4-1 所示。三相电压型逆变器的直流侧并联大电容，因而直流电压波动较小，各桥臂中点相对于直流电容中点的电压波形为方波或 PWM 波；各开关器件均为由一个全控型器件和一个二极管反并联构成的不对称双向开关，使得变流器的能量可以双向流动，当负载为电动机时可实现四象限运行。

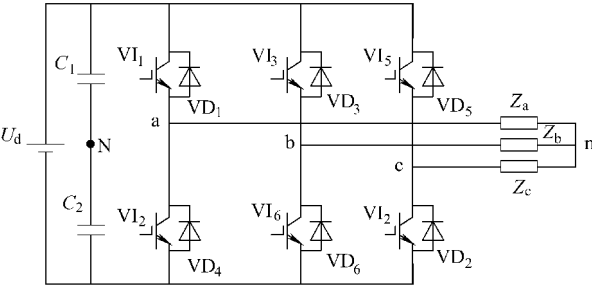


图 4-1 三相电压型逆变器的电路拓扑图

4.1.2 三相电压型逆变器的工作原理

三相电压型逆变器有多种工作方式，可以归结为两种基本方式，通常称为 180° 工

作方式和 120° 工作方式。实际上这种分类方式是相控式逆变器的分类方式；而对于高频逆变器特别是 PWM 逆变器而言，这种分类方式就有些不伦不类了。本文根据高频逆变器特别是 PWM 逆变器的工作特点，将三相电压型逆变器的工作方式仍分为两种，分别称为二逻辑方式和三逻辑方式。

1. 二逻辑方式

二逻辑方式下工作的三相电压型逆变器，在任意时刻各相均有一个开关导通，也就是说任意时刻需有分属三相的三个开关同时导通；这样，每一相均只有两种逻辑状态，或者上桥臂导通，或者下桥臂导通，因而称为二逻辑方式。二逻辑方式下，同一相上下两个器件交替导通，每次换流都是在同一相上下两个桥臂之间进行的，因此称为纵向换流，也可以称为相内换流。为了防止同一相上下两个器件同时导通而造成直流侧电源短路，应在上下两个器件的驱动信号中加入死区。

图 4-2 所示是逆变器输出电压为方波时二逻辑方式的工作波形图。在方波工作状态，每个开关器件的导电角度为 180° ，因此传统上称为 180° 工作方式。逆变器输出线电压有 3 个电平，即 $\pm U_d$ 和 0；当负载按图 4-1 所示接成星型时，逆变器输出相电压有 4 个电平，即 $\pm 2U_d/3$ 和 $\pm U_d/3$ 。表 4-1 所列 180° 工作方式时，逆变器 6 种导通模式下的等值电路、线电压和相电压的值。

当逆变器工作在 PWM 方式时，逆变器输出线电压仍然有三个电平；当负载接成星型时，逆变器输出相电压的电平数变为 5 个，除了 $\pm 2U_d/3$ 和 $\pm U_d/3$ ，还增加了零电平。零电平对应的开关状态就是三相的同侧器件同时导通的状态，即 3 个上桥臂器件同时导通，或者 3 个下桥臂器件同时导通。零电平的出现使得逆变器工作的自由度大大增加，这也是三相 PWM 逆变器的显著特点之一，尤其是后面讲到空间矢量调制技术（Space Vector Modulation, SVM）的时候。

2. 三逻辑方式

逆变器在任意时刻有且只有分属两相的不同侧的两个开关导通；这样每一相均有 3 种逻辑状态，或者上桥臂导通，或者下桥臂导通，或者上下桥臂均不导通，这就是三相

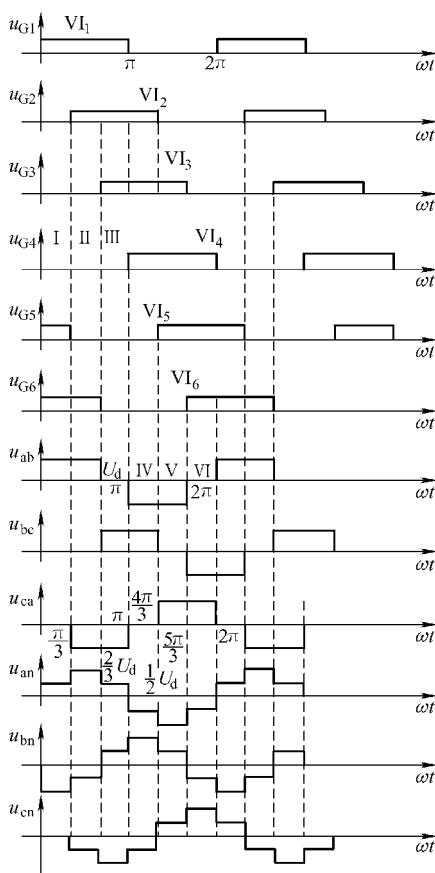
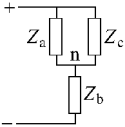
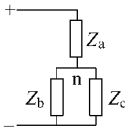
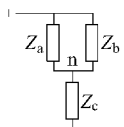
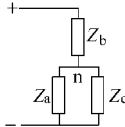
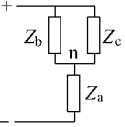
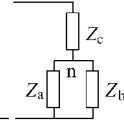


图 4-2 二逻辑方式方波逆变器工作波形

表 4-1 180°工作方式时，逆变器导通模式及输出电压分析

模式		I $0 \sim \pi/3$	II $\pi/3 \sim 2\pi/3$	III $2\pi/3 \sim \pi$
导通管号		5、6、1	6、1、2	1、2、3
等值电路				
相电压	u_{an}	$+U_d/3$	$+2U_d/3$	$+U_d/3$
	u_{bn}	$-2U_d/3$	$-U_d/3$	$+U_d/3$
	u_{cn}	$+U_d/3$	$-U_d/3$	$-2U_d/3$
线电压	u_{ab}	$+U_d$	$+U_d$	0
	u_{bc}	$-U_d$	0	$+U_d$
	u_{ca}	0	$-U_d$	$-U_d$
模式		IV $\pi \sim 4\pi/3$	V $4\pi/3 \sim 5\pi/3$	VI $5\pi/3 \sim 2\pi$
导通管号		2、3、4	3、4、5	4、5、6
等值电路				
相电压	u_{an}	$-U_d/3$	$-2U_d/3$	$-U_d/3$
	u_{bn}	$+2U_d/3$	$+U_d/3$	$-U_d/3$
	u_{cn}	$-U_d/3$	$+U_d/3$	$+2U_d/3$
线电压	u_{ab}	$-U_d$	$-U_d$	0
	u_{bc}	$+U_d$	0	$-U_d$
	u_{ca}	0	$+U_d$	$+U_d$

电压型逆变器的三逻辑工作方式。三逻辑工作方式下，各开关器件按照 $VI_1 \rightarrow VI_2 \rightarrow VI_3 \rightarrow VI_4 \rightarrow VI_5 \rightarrow VI_6$ 既定顺序轮流工作，每次换流均发生在同侧不同相的两个器件之间，因此称为横向换流，也可以称为相间换流。在三逻辑工作方式中，因为不存在同一相上下两个器件进行换流的工作过程，因此无须设置死区时间。

图 4-3 给出的是逆变器输出电压为方波时三逻辑方式的工作波形图。在方波工作状态下, 每个开关器件的导电角度为 120° , 因此传统上称为 120° 工作方式。逆变器输出相电压有三个电平, 即 $\pm U_d$ 和 0; 当负载按图 4-1 所示接成星形时, 逆变器输出相电压有四个电平, 即 $\pm U_d$ 和 $\pm U_d/2$ 。逆变器采用此种方式时, 同一相上下两器件有 60° 的导通间隙, 对换流的安全有利; 但管子的利用率较低, 并且当负载为交流, 电动机且采用星形联结, 则始终有一相绕组断开, 在换流时该相绕组中会引起较高的感应电势, 应采取过电压保护措施。而采用二逻辑方式时, 无论电动机星形联结或三角形联结, 正常工作时不会引起过电压; 因此对于电压型逆变器, 二逻辑方式应用较为普遍。

三逻辑方式工作的三相电压型逆变器的一个重要应用场合就是驱动无刷直流电动机。无刷直流电动机名为直流电动机, 实际上仍需交流供电。由于无刷直流电动机在结构上的特性要求, 逆变器必须采用三逻辑方式工作。无刷直流电动机的供电逆变器可以采用如图 4-3 的方波工作方式, 但会引起电动机严重的换相脉动, 因此也可采用 PWM 工作方式。采用 PWM 工作方式时, 通常对上桥臂仍然采用方波控制, 只对下桥臂采用 PWM 控制; 具体的工作方式有多种, 这里不多赘述。

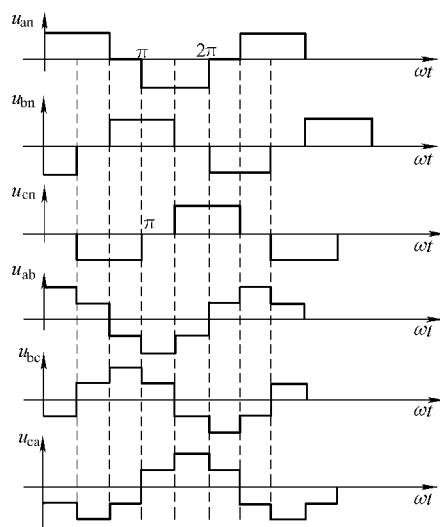


图 4-3 三逻辑方式方波逆变器工作波形

4.2 三相电流型逆变器

三相电流型逆变器的电路拓扑是三相电压型逆变器的对偶结构。电流型逆变器由于存在着大的平波电抗器, 因而过电流保护比较容易; 由于交流侧采用由电容、电感构成的二阶低通滤波器, 因而能够在高频衰减增益与系统动态响应之间做出较好的选择。与电压型逆变器比较而言, 电流型逆变器更适用于中、高功率场合。造成目前电流型逆变器应用不多的重要原因就是电感元件的储能效率远低于电容。但随着高温超导技术的快速发展, 超导储能元件的工业化应用在不久的将来就会实现, 电流型逆变器的应用将越来越广泛。

4.2.1 三相电流型逆变器的拓扑

三相电流型逆变器的电路拓扑如图 4-4 所示。图中串联二极管以承受反向压降, 而交流侧电容器是为吸收换流时负载电感中储存的能量而设置, 是电流型逆变器的必要组成部分。三相电流型逆变器的直流侧串联大电感, 因而直流电流波动较小, 各相电流波

形为方波或 PWM 波。虽然各开关器件串联了二极管只能单向导通，但直流电感可以起到能量缓冲的作用，因此电流型逆变器同样可以实现能量的双向流动，当负载为电动机时可实现四象限运行。

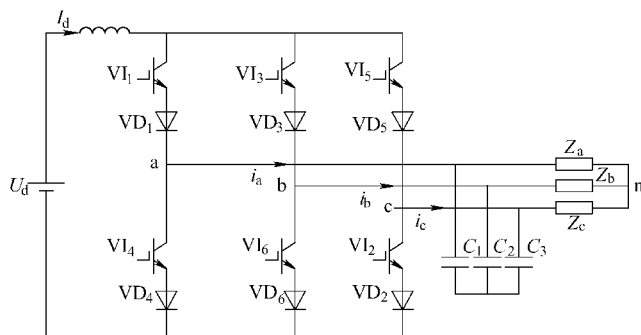


图 4-4 三相电流型逆变器电路拓扑图

4.2.2 三相电流型逆变器的工作原理

由于直流侧串联了大电感，必须为电感电流提供回路，同时各开关器件只能单向导电，因而三相电流型逆变器只能工作在三逻辑方式。三相电流型逆变器的三逻辑工作方式与三相电压型的三逻辑工作方式有相同之处，也有不同之处。相同之处是，在任意时刻必须有且只有不同侧的两个开关器件导通；不同之处是，电压型逆变器中同时工作的两个器件不能同相，而电流型逆变器中同时工作的两个器件可以同相。因此，对于电流型逆变器而言，每相的开关器件可以有 4 种工作状态：①上桥臂导通，输出相电流为正；②下桥臂导通，输出相电流为负；③上下桥臂均不导通，输出相电流为零；④上下桥臂均导通，输出相电流也为零。虽然每相的工作状态有 4 种，但就输出相电流而言仍然只有 3 种逻辑，因此还是可以称为三逻辑工作方式。

图 4-5 所示是输出电流为方波时，三相电流型逆变器三逻辑方式的工作波形。

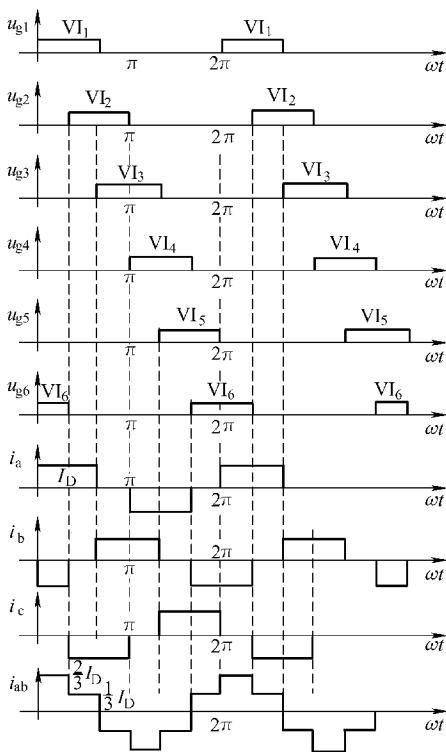


图 4-5 三逻辑方式电流型方波逆变器工作波形

作逻辑完全相同，只是图 4-5 中的输出电量为电流。

在三相电流型逆变器中，需要特别注意的是开关器件的换流问题。前面已经讲过，三逻辑工作方式的换流为横向换流；如果该断开的器件已经断开，该导通的器件没有及时导通，换流就会失败，这将导致直流侧电流没有续流通道而造成系统的崩溃；为此需要引入叠流时间，即让要开通的器件提前开通，要关断的器件滞后关断；叠流时间引入了低次谐波，会造成电流畸变。

三相电流型逆变器工作在方波状态时，不会出现同一相上下桥臂直通的现象。当三相电流型逆变器工作在 PWM 状态时，同一相上下桥臂直通的现象就会出现，而且这些直通时刻恰恰出现在换流时刻，这可能会造成换流上的混乱状态。解决这一问题的一种方法是在电路拓扑加入第四桥臂，为直流侧电感提供续流通道，这样做的好处是可以降低叠流时间对输出电流的不利影响，具体拓扑结构如图 4-6 所示。

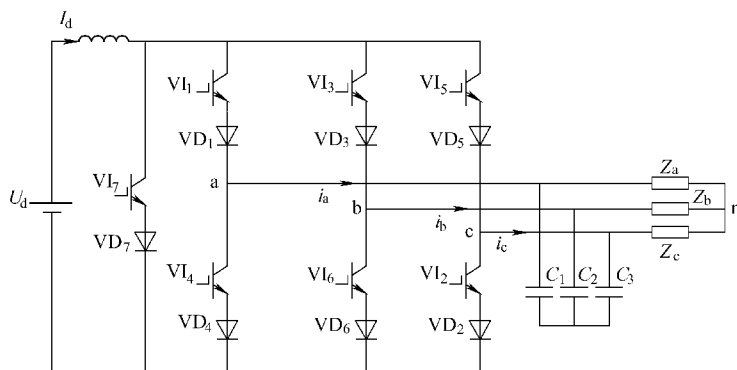


图 4-6 有续流支路的电流型三相逆变器电路原理图

4.3 三相四线制逆变器

目前在三相逆变器研究领域中大部分工作都是基于平衡三相系统的。然而，三相电源（负载）不平衡所引起的问题已经受到越来越多的重视，对三相四线制逆变器的研究也成为三相逆变器领域中的一个热点问题。

从电路拓扑结构上来说，有三种基本思路：其一是将三个单相逆变器组合在一起，构成组合式三相四线制逆变器；其二是利用变压器形成中点，构成三相四线制逆变器；其三是在常规三相逆变器的基础上，加入第四桥臂，构成三相四线制逆变器。

4.3.1 组合式三相四线制逆变器

顾名思义，组合式三相逆变器是由三个单相逆变器组合而成。由于三个单相逆变器相互独立，因此可以应用常规单相逆变器的控制方法。组合式三相逆变器的一种结构如图 4-7 所示，这种结构中三个直流电源是相互独立的，因此也可以称为分立式三相逆变器。

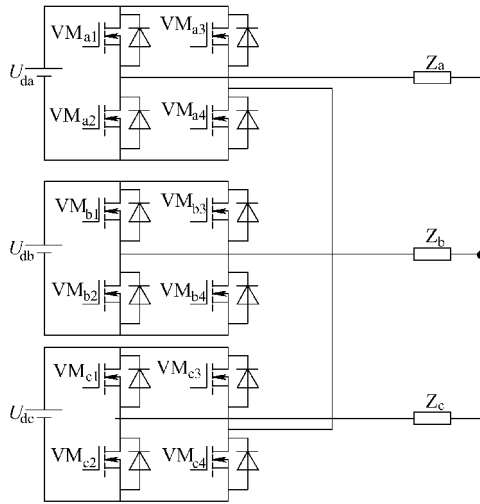


图 4-7 分立式三相逆变器

分立式三相逆变器需要三个独立直流供电电源 U_d 。图 4-8 所示的则是采用单个供电电源的组合式三相四线制逆变器，为了防止直流侧的短路，交流侧必须采用工频变压器隔离。

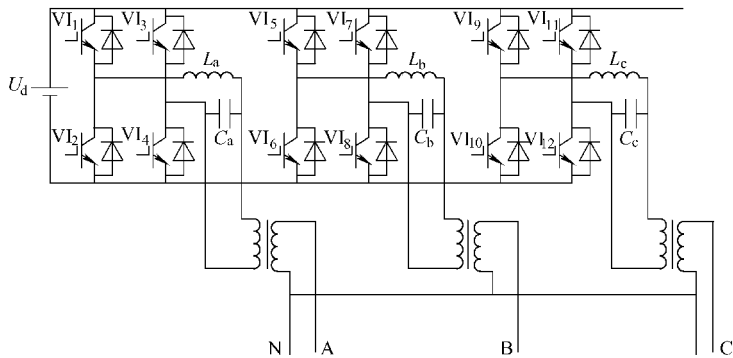


图 4-8 组合式三相电压型逆变器

组合式三相电压型逆变器具有结构简单，易于控制，可靠性高的优点。但以上两种组合式三相逆变器或者需要多个独立的直流电源，或者需要工频变压器实现交流侧的隔离，都有结构复杂、体积庞大、成本高昂等问题。

为了解决这一问题，又出现了组合式三相高频脉冲直流环节逆变器，它采用 3 个独立的单相高频环节逆变器构成组合式逆变器，用高频变压器取代了工频变压器，减小了装置的体积。图 4-9 所示是三个独立的单相逆变器构成的组合式三相逆变器，图 4-10

为共用高频脉冲直流环节的组式三相逆变器。前者体现了模块化思想，而后者在成本上会有所降低。当然，这种电路结构所需的元器件较多，带来的高成本也限制了它的应用。

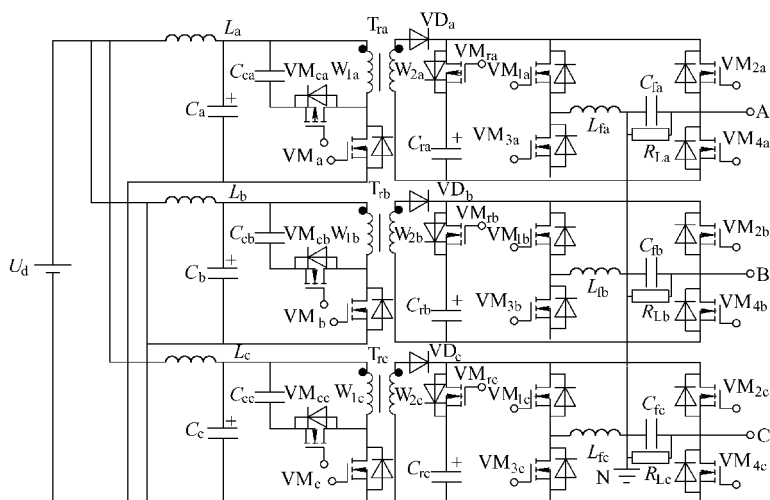


图 4-9 三相独立的组式三相高频链逆变器

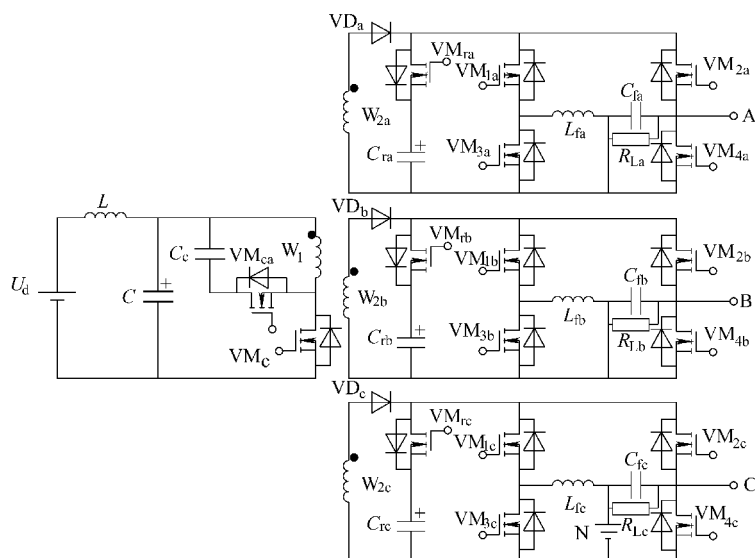


图 4-10 共用高频脉冲直流环节的组式三相高频链逆变器

4.3.2 中点形成变压器输出三相四线制逆变器

中点形成变压器（Neutral - point Formed Transformer, NFT）在三相逆变器输出侧提

供一个星形联结点作为电源中性点，其应用使三相逆变器获得了带不平衡负载的能力。中点形成变压器有两种结构形式：普通的双绕组结构和自耦变压器结构，分别如图4-11和图4-12所示。

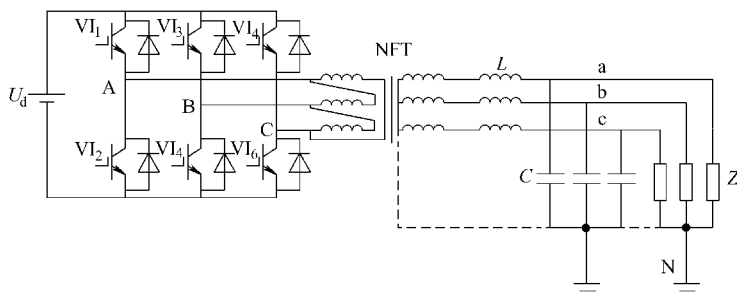


图 4-11 变压器输出三相逆变器 - 双绕组结构

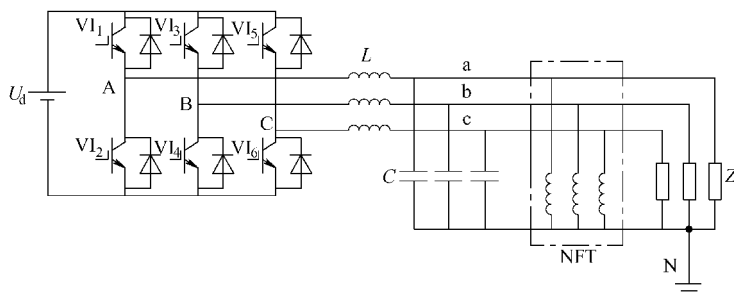


图 4-12 变压器输出三相逆变器 - 自耦变压器结构

双绕组结构中点形成变压器一般用于要求输出隔离的场合，如果不需要输出隔离，采用自耦变压器结构可以减小装置的体积和重量，这是因为当三相负载对称时，自耦变压器绕组中仅有磁化电流；当三相负载不对称时，自耦变压器绕组中才有负载电流分量流过，从而降低三相输出电压的不平衡度。由于中点形成变压器是一个电压比为 1:1 的工频变压器，它的引入将使逆变器存在下列不足：中点形成变压器的体积、重量随系统容量和负载不对称程度的增加而增加；为了达到较好的相间耦合，变压器的绕制工艺和接线复杂。中点形成变压器自身的功耗降低了变流器系统的效率。随着逆变器功率重量比和效率的提高，中点形成变压器的体积、重量和损耗在系统中所占的比重越来越大。

此外，由于中点形成变压器的作用，输出电压中的零序分量为不可控状态，为了减小输出电压不平衡度，应该尽量减小变压器的漏阻抗。有分析表明，将图 4-11 中的输出电感移到变压器一次侧，可有效降低输出电压的不平衡度。

4.3.3 应用分裂电容的三相四线制逆变器

这种结构是将直流侧电容分裂，取电容中点与负载零线连接在一起，构成第四线。

这种结构需要采用非常大的串联母线电容 C_{d1} 和 C_{d2} 保证中点电位的恒定，如图 4-13 所示。大量电解电容的应用增加了设备体积，降低了系统的可靠性。在小功率的 UPS 应用中，也可以用两组电池来代替分裂电容，一组电池提供正向电流，另一组电池提供负向电流。

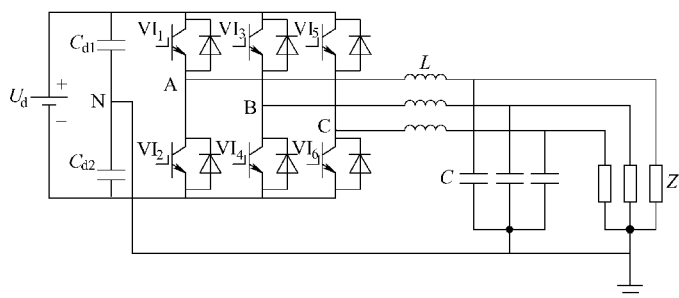


图 4-13 分裂电容三相四线逆变器

4.3.4 三相四桥臂逆变器

典型的三相四桥臂逆变器如图 4-14 所示。它是在传统的三桥臂结构的基础上增加了一个半桥电路以直接控制中点电压，从而产生三相独立的电压，使其有能力在不平衡负载条件下维持三相电压的对称输出。这种电路拓扑可实现较高的直流电压利用率，并且其直流输入电容较小。

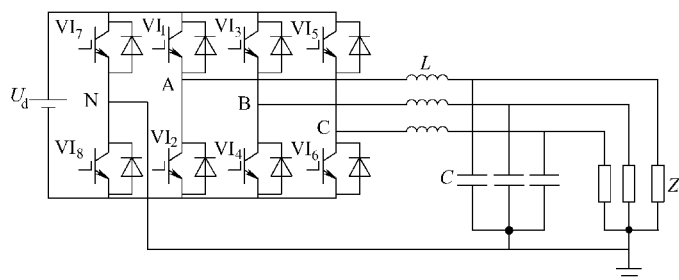


图 4-14 三相四桥臂逆变器

一般情况下，可以在四桥臂三相逆变器中的中线上添加电感形成带中线电感的三相四桥臂逆变器，如图 4-15 所示。分析表明，中线电感可以改善整体滤波效果，减小三相输出电压的 THD 值。

以上所列的三相四线制逆变器结构都是以常规电压型逆变器为基础构成的。同样的，也可以以常规电流型逆变器为基础，构成电流型的三相四线制逆变器，除了不能利用分裂电容外，前面所讲的其他构成方式都适用于电流型逆变器。

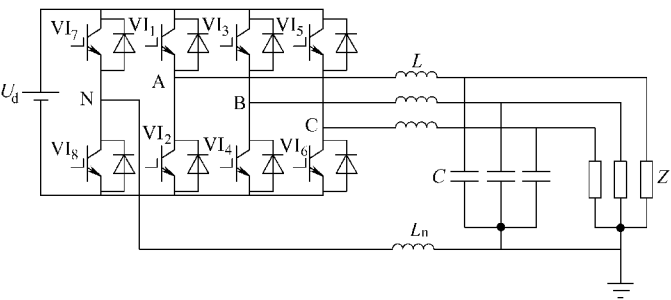


图 4-15 带中线电感的三相四桥臂逆变器

4.4 矩阵式高频链逆变器

高频链矩阵式变换器吸取了高频链和矩阵式变换器的所有优点，是两者的融合体。目前在交流变频调速和新能源并网发电领域中，传统的 PWM 变频器占有主导地位，然而随着工业生产过程对节能要求的不断提高，以及电能变换器对减小自身体积和降低成本的需求，高频链矩阵式变换器必将在电能变换领域占据越来越重要的市场份额。目前，欧美和日本的多家公司都已有自己的产品问世，并已投入使用，而国内市场尚未出现这种局面，因此研究具有我国自主知识产权的高频链矩阵式变换器技术具有十分重要的意义。

4.4.1 矩阵式变换器的基本概况和换流方法

矩阵式变换器和双向开关的概念最早由 L. Gyugi 和 B. Pelly 于 1976 年提出。与传统的交 - 直 - 交变频器和交 - 交变频器相比，矩阵式变换器有以下几方面的显著特点：

- (1) 输出电压幅值和频率可独立控制，理论上频率可以达到任意值；
- (2) 输入功率因数能够灵活调节，最大值可达到 0.99 以上；
- (3) 采用双向开关，可以实现能量的双向流动；
- (4) 没有中间储能环节，结构紧凑，效率高；
- (5) 输入电流波形好，无低次谐波。

与普通的 PWM 变换器不同，当矩阵式变换器的一相输入电流从一个双向开关换流至另一个双向开关时，由于实际中每个开关包括两个可控器件，因而很难保证两个开关器件的同步，很有可能出现死区时间和重叠时间，从而造成短路故障和断路故障。于是学者们先后提出了不同的换流方案，常用的方案包括：死区换流方案、重叠换流方案、软开关换流方案以及多步换流方案。其中多步换流方案又包括以下几种：

1. 四步法

通过检测负载电流的方向，恰当地安排两个双向开关中四个单向开关的导通关断顺序，经历四步可以使负载电流从一个双向开关转换到另一个双向开关。由于一次换流中总有两步是自然换流，因此也称之为半软换流（Semi-Soft Commutation）。

2. 三步法

按一定原则选择两个开关构成一个换流开关对，这一开关对不受控制规律的影响而总是导通的。利用换流开关对提供的电流回路，在两个双向开关换流的中间时段插入一个死区时段，使得换流只需三步就可以完成。

3. 两步法

引入输入电压相区的概念，在每个相区的输入电压中总有一个最大值和最小值的极性不变，采用适当开关策略，就可以实现直接从一个开关到另一个开关的安全换流。

多步换流策略虽然可行，但由于需要电压、电流信号参与开关动作，必须有准确的检测环节，以保证获取的信息准确无误，在绝大部分时间内，矩阵式变换器都能正常工作，但存在输出电流过零点检测不准确引起的换流失败问题，其实际推广应用受到限制。

4.4.2 高频链矩阵式变换器开关换流技术

下面以单相/三相高频链矩阵式变换器为例，说明高频链矩阵式变换器的结构特点和换流技术。如图 4-16 所示，高频链矩阵式变换器由高频逆变器、高频变压器和矩阵式变换器三部分组成，其负载通常为感性。为解决感性负载下电路的换流问题，日本学者 Ikuo Yamato 和 Norikazu Tokunaga 提出在电路中加入了电压箝位电路的方法，如图 4-17 所示，一定程度上解决了感性负载下电流的换流问题。

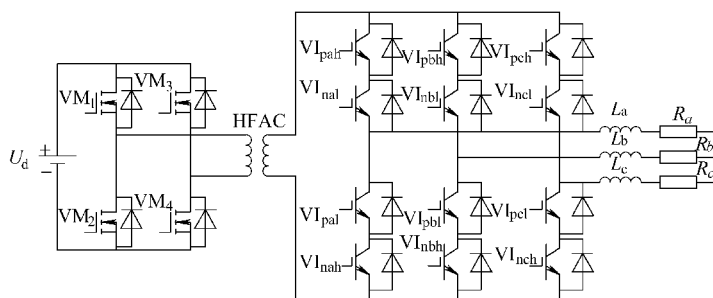


图 4-16 单相/三相高频链矩阵式变换器拓扑

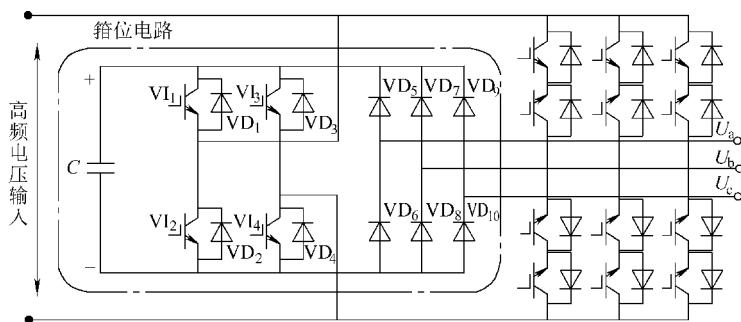


图 4-17 带电压箝位电路的单相/三相高频链矩阵式变换器

箝位电路工作原理：该箝位电路由电容 C ，开关 $VI_1 \sim VI_4$ 和二极管 $VD_1 \sim VD_{10}$ 组成。换流期间通过 $VD_1 \sim VD_4$ 将变压器漏感、导线电感和负载换流产生的多余能量存储在电容中，从而避免了开关过电压问题的产生。同时，还可以通过控制 $VI_1 \sim VI_4$ 的动作将存储在电容中的能量释放给负载，减小了系统的功率损耗。二极管 $VD_4 \sim VD_{10}$ 不仅可以保证在死区时间吸收负载上电感中的能量，而且当系统发生故障时能够吸收负载中的能量，从而对设备起到有效的保护作用，避免了系统因开关器件过电压造成的损失。

第 5 章 开关型逆变器的高频调制技术

开关型逆变器区别于相控逆变器的最核心部分就是其高频调制技术。相控逆变器由于采用晶闸管作为开关器件，其工作频率显然不可能太高，因而难以应用高频调制技术。只有以全控型器件代替晶闸管的开关型逆变器出现以后，高频调制技术的应用才得到迅速发展。目前高频调制技术的研究和应用主要集中在 PWM 技术方面，这也是本章主要介绍的内容。本章首先对高频调制技术的基本原理进行简单分析，并对目前常见的各种高频调制技术进行全面介绍。在此基础上，对正弦波 PWM（SPWM）、空间矢量调制（SVM）以及跟踪型 PWM 等基本 PWM 技术进行详细的分析。考虑到三相四桥臂逆变器的特殊性，本章专门对其开关调制技术进行分析和介绍。

5.1 高频调制技术概述

调制这一概念最早起源并应用于信息通信学领域。1964 年 A. Schonung 等人首次提出将调制技术应用到交流传动中，以这种技术消除或抑制谐波。在这之后，调制技术被成功地使用在电力电子学领域，特别是在逆变电路和 DC - DC 变换中。高频调制技术的种类有很多，本节将一一进行介绍。在此之前，首先对高频调制技术的基础原理——冲量等效原理进行简单分析。

5.1.1 冲量等效原理

在采样控制理论中有一个重要的结论：冲量即变量对时间的积分相等，而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同，这就是冲量等效原理。这里所说的效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同。通过傅立叶分析可以得知，输出电压中除基波外仅含某些高次谐波而消除了许多低次谐波，开关频率越高，脉冲波数越多，就能消除更多的低次谐波。冲量是变量对时间的积分，实际上就是面积，因此冲量等效原理也称为面积等效原理。考虑到电压波形面积的单位为伏·秒，在很多参考资料中也将面积等效原理称为伏秒等效原理。

5.1.2 高频调制技术

高频调制技术有很多类型，一般分为以下几类：脉冲幅度调制（PAM）、脉冲频率调制（PFM）、脉冲密度调制（PDM）、脉冲宽度调制（PWM）和混合调制。下面分别进行介绍。

1. 脉冲幅度调制（PAM）

所谓脉冲幅度调制指的是不改变脉冲形状，而直接调节脉冲的幅度。对于逆变器而

言,就是不改变逆变器输出电压(或电流)的形状而改变其幅度以达到设定要求。这就要求逆变器的直流电压(或电流)可以调节,实际上就是两级逆变器,即在逆变器的前端引入一个电压(或电流)调节环节,一般采用可控整流结构,也可以采用DC-DC变换结构。逆变器通过调节输入直流电压(或电流)来调节输出功率,由锁相环(PLL)完成输出电流和输出电压之间的相位控制,以保证较大的功率因数输出。PAM将功率调节与波形调节分开,实现了解耦控制,使得系统的控制大大简化,性能有所提高;缺点是两级控制效率较低,同时结构复杂。PAM一般难以单独使用,要于其他调制方式结合应用。

2. 脉冲频率调制(PFM)

所谓脉冲频率调制就是不改变脉冲的宽度,只改变脉冲频率的调制方式。脉冲频率调制方式的基本思想就是通过改变逆变器的工作频率,从而改变负载的功率因数角,以达到调节输出功率的目的。

PFM方法的主要缺点是工作频率在功率调节过程中不断变化,导致集肤深度也随之改变,在某些应用场合如表面淬火等,集肤深度的变化对热处理效果会产生较大的影响,这在要求严格的应用场合中是不允许的。但是由于PFM控制方法实现起来非常简单,在以下情况中可以考虑使用它:①如果负载对工作频率范围没有严格限制,相位差可以存在而不必处于近谐振工作状态;②如果负载的品质因数较高,或者功率调节范围不是很大,则较小的频率偏差就可以达到调功的要求。

根据逆变器输出电压和电流的相位不同,PFM可以分成两种情况,一种情况为逆变器输出电压滞后于输出电流,称为容性PFM;另一种情况为逆变器输出电压超前于输出电流,称为感性PFM。

3. 脉冲密度调制(PDM)

PDM调制方法是通过控制脉冲密度,实际上就是控制向负载馈送能量的时间来控制输出功率。其控制原理图如图5-1所示。这种控制方法的基本思路是:假设在某时段内总共有 N 个功率输出单位,在其中 M ($M < N$)个功率输出单位里逆变器向负载输出功率,而剩下的 $(N-M)$ 个单位内逆变器停止工作,负载能量以自然振荡形式衰减。这样的话,输出的脉冲密度为 M/N ,这样输出功率就跟脉冲密度联系起来了。即通过改变脉冲密度就可改变输出功率。

PDM方法的主要优点是:输出频率基本不变,开关损耗相对较小,易于实现数字化控制,比较适合于开环工作场合。PDM方法的主要缺点是:逆变器输出功率的频率不完全等于负载的自然谐振频率,在需要功率闭环的场合中,工作稳定性较差。由于每次从自然衰减振荡状态恢复到输出功率状态时要重新锁定工作频率,这时系统可能会失控。因此在功率闭环或者温度闭环的场合,工作的稳定性不好。PDM方法的另一个缺点就是功率调节特性不理想,呈有级调功方式。

4. 脉冲宽度调制(PWM)

用调制信号来改变脉冲宽度的方法称为脉宽调制(PWM)。在这种调制方式中,脉冲的前沿,或者脉冲的后沿,亦或前后沿一起随调制信号而变。PWM技术中载波频率

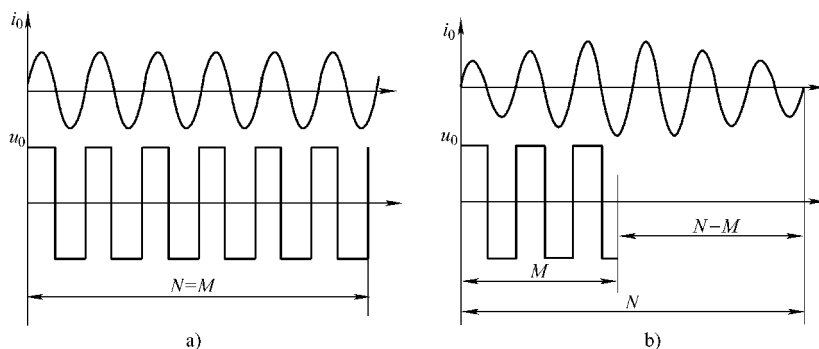


图 5-1 PDM 调制方法控制原理图

a) N 个调功单位全部工作 b) M 个调功单位工作

固定，易于器件选择和滤波器参数设计；输入输出线性度好，传输带宽高，可看作理想“放大器”。因此 PWM 技术是开关型逆变器中应用最为广泛的高频调制技术。

PWM 波形可以分为等幅 PWM 波和不等幅 PWM 波。由直流电源产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波。不管是等幅 PWM 波还是不等幅 PWM 波都是基于面积等效原理进行调制的。除了正弦波脉宽调制即 SPWM，PWM 波形还可以等效成其他所需要的波形。

PWM 波形的生成方法有 3 种：计算法、调制法和跟踪法。计算法就是完全按照面积等效原理，通过数字算法解出各脉冲的宽度和间隔来生成 PWM 波，这显然是非常繁琐的。

调制法则是将希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波信号，其中等腰三角波应用最多。

跟踪法把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过两者的瞬时值比较来决定电路各功率开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化。

实际应用中较多采用的是调制法和跟踪法。

5. 混合调制

在某些场合，采用单一调制方式难以达到要求；这就需要采用混合调制的办法。

1) PAM + PFM

这种方式是 PAM 实际应用的最主要方式。应用这种方式时，前级的电压（或电流）调节环节直接调节输出功率，后级的逆变环节则根据系统的频率要求进行工作。这种方式的典型应用就是并联谐振式感应加热电源：前级通过可控整流电路调节输入电流，以达到调节输出功率的要求；后级则采用频率跟踪技术，对负载谐振频率进行跟踪，使逆变器工作在容性小失谐状态，以提高系统的功率因数。

2) PWM + PFM

PWM 与 PFM 混合调制方法是通过调节输出电压的脉冲宽度以及输出频率来实现功率调节的。由于这时输出电压的频率和脉冲宽度同时发生改变,为了区别于工作频率不变的移相 PWM 方法,称这种方法为脉冲宽度与频率混合调制 (PWM + PFM) 方法。

在一般逆变器如 DC - DC 变换逆变器中,常用的移相 PWM 方法的工作频率是固定的,不需考虑负载在不同工作频率下的特性。而串联谐振感应加热电源要求其工作频率必须跟踪负载的谐振频率。在串联谐振感应加热电源使用移相 PWM 方法时,通常使某一桥臂的驱动脉冲信号与输出电流的相位保持一致,另一桥臂驱动脉冲信号与输出电流的相位差则可以调节,通过改变两个桥臂开关器件的驱动信号之间的相位差来改变输出电压有效值,以达到调节功率的目的。也就是说,在控制电路中设法使两个桥臂开关的驱动信号之间错开一个相位角,使得负载输出的正负交替电压之间插入一个零电压值,这样只要改变相位角就可以改变输出电压的有效值,最终达到调节输出功率的目的。与输出电流的相位保持一致的桥臂称为定相臂,由于另外一个桥臂的驱动脉冲信号与输出电流的相位差可调,称该桥臂为移相臂。

根据输出电压基波和输出电流的相位关系有三种 PWM 控制方式,按照不同的负载特性划分为

- (1) 感性 PWM 与 PFM 方法:电压基波超前输出电流。
- (2) 容性 PWM 与 PFM 方法:电压基波滞后输出电流。
- (3) 谐振型 PWM 与 PFM 方法:电压基波和输出电流同相位。

除了上述两种混合调制方式外,还有一些其他的混合调制方式如 PDM + PFM, PAM + PWM 等,这里不一介绍。

5.2 正弦波脉宽调制 (SPWM)

随着全控型电力电子器件和高速微处理芯片的迅速发展,正弦波逆变器已经得到广泛应用,是目前最为重要和常用的电力电子变流设备,在电动机调速、交流供电及电能质量控制等方面占有不可取代的地位。正弦波 PWM 技术 (即 SPWM) 是正弦波逆变器控制技术的 key 技术。

5.2.1 SPWM 基本原理

由于期望逆变器的输出电压波形是标准正弦波,且具备变压、变频功能,为此,可以把一个正弦半波波形分成 N 等份 (如图 5-2 所示),把正弦半波看成由 N 个彼此相连的脉冲所组成的波形。这些脉冲宽度相等,都等于 π/N ;但幅值不等,且脉冲顶部不是水平直线,而是曲线,各脉冲的幅值按

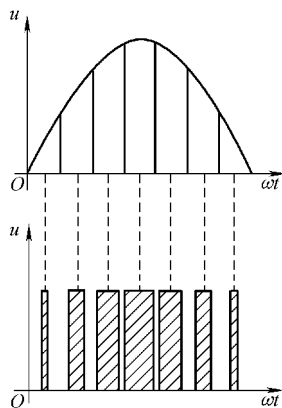


图 5-2 用 PWM 波代替正弦半波

正弦规律变化。如果把上述脉冲序列用同样数量的等幅而不等宽的矩形脉冲序列代替，矩形脉冲和相应正弦部分面积（冲量）相等，就得到图 5-2 所示的脉冲序列，这就是 PWM 波形。可以看出，各脉冲的宽度是按正弦规律变化的。根据冲量相等效果相同的原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。这就是 SPWM 技术的基本原理。

5.2.2 单相逆变器 SPWM 技术

对于如图 5-3 所示的电压型单相全桥逆变器而言，有 3 种基本的 SPWM 技术：双极性 SPWM、单极性 SPWM 和倍频式 SPWM。下面分别介绍。

1. 双极性 SPWM 技术

1) 双极性 SPWM 的基本原理

双极性 SPWM 技术的基本原理图如图 5-4 所示。图 5-3 电压型单相全桥逆变电路载波信号 u_c 的重复角频率为 ω_c ，幅值为 U_{cm} ，一般可供选择的波形有锯齿波和对称三角波等，由于后者就有更高的控制灵敏度，故更受青睐，图 5-4a 中采用对称三角载波 u_c ，按图中所标时间坐标原点，调制信号可表示为

$$u_m = U_m \sin \omega t \quad (5-1)$$

式中 ω —— u_m 角频率 ($\omega = 2\pi f$)；

U_m —— u_m 的幅值。

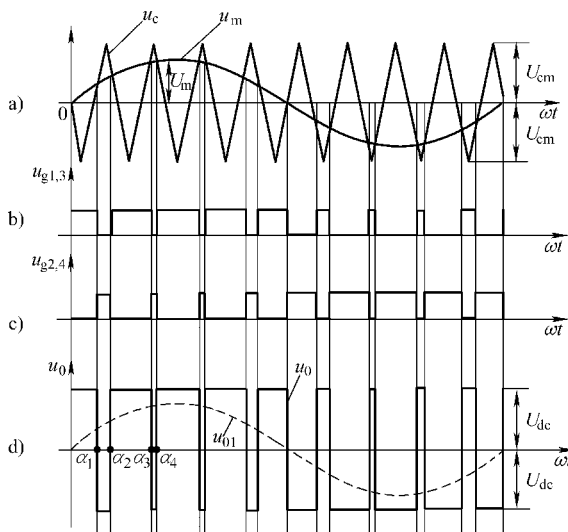
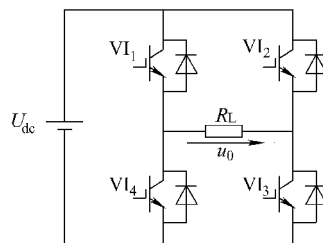


图 5-4 双极性 SPWM 单相逆变电路的电量波形

调制比 m 被定义为

$$m = \frac{U_m}{U_{cm}} \quad (5-2)$$

通常 u_c 幅值 U_{cm} 为恒值，于是 m 值随 U_m 线性变化。

频率比 K 定义为

$$K = \frac{f_c}{f} = \frac{T}{T_c} \quad (5-3)$$

采用 u_c 和 u_m 相比较的方法生成 PWM 信号，当 $u_m > u_c$ 时，产生 VI_1 和 VI_3 的控制信号 $u_{g1,3}$ ；当 $u_m < u_c$ 时，产生 VI_2 和 VI_4 的控制信号 $u_{g2,4}$ 。逆变桥中 $VI_1 \sim VI_4$ 将以载波频率 f_c 轮番导通。

当 VI_1, VI_3 导通时，输出电压 $u_0 = U_{dc}$ ；相反，当 VI_2, VI_4 导通时， $u_0 = -U_{dc}$ 。图 5-4 中虚线 u_{01} 表示 u_0 中的基波分量，其幅值为 u_{01m} 。根据式 (5-2) 可得到：

$$m = \frac{U_{01m}}{U_{dc}} \quad (5-4)$$

2) 双极性 SPWM 逆变器输出电压谐波分析

对双极性 SPWM 输出电压波形进行傅立叶分析，可以得到其谐波谱图。图 5-5 所示是 $m = 0.8$ ， $K = 15$ 时双极性 SPWM 的频谱。由于频率比 K 选为奇数， u_0 波形具有奇函数对称和半波对称性质，故只含有奇次谐波。

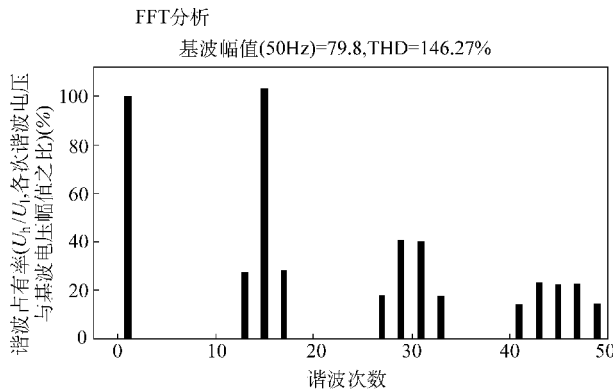


图 5-5 双极性 SPWM 逆变器 $m = 0.8$ ， $K = 15$ 时，输出电压频谱

由图 5-5 可见，整个频谱包含以下 3 种谐波：① 基波：频率与调制波频率相同；② 载波谐波：即载波频率整数倍次的谐波成分；③ 边带谐波：以各次载波谐波为中心，形成各个幅值递减的上下边带谐波。

实际上所有谐波的角频率都可以写成以下通式：

$$n\omega_c \pm k\omega \quad (5-5)$$

式中， n 和 k 均为自然数。

对于双极性 SPWM 而言，有以下结论：

(1) 在载波比足够大、调制比小于 1 的时候，基波成分与调制波信号成线性关系。

- (2) 不含偶数次载波谐波。
- (3) 不含 $k+n$ 为偶数次的边带谐波。
- (4) 谐波出现在载波频率整数倍频率附近。

2. 单极性 SPWM 技术

1) 单极性 SPWM 的基本原理

单极性 SPWM 技术的基本原理图如图 5-6 所示。与双极性 SPWM 方式相同, 调制信号 u_m 为正弦波, 重复周期为 T , 幅值为 U_m ; 载波信号 u_c 采用单极性不对称三角波如图 5-6 所示, 其重复频率为 f_c , 幅值为 U_{cm} 。 u_c 和 u_m 的交点可决定 u_{g2} 和 u_{g3} 的占空比 D , 改变 U_m 即可改变 u_m 与 u_c 的交点, 从而改变占空比 D 。

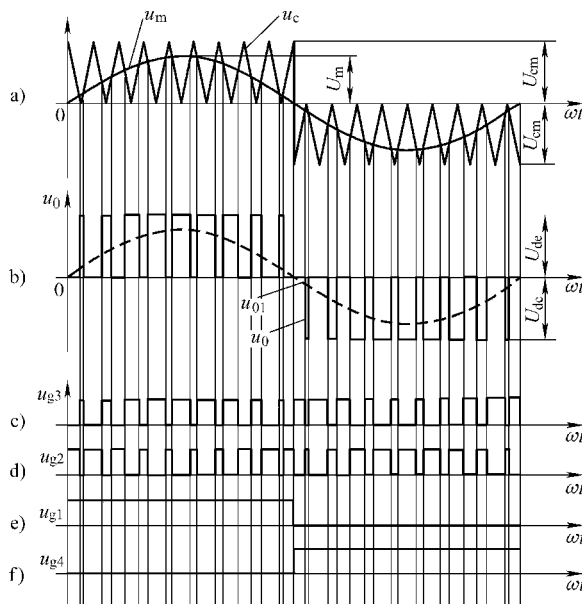


图 5-6 单极性 SPWM 单相逆变电路的电量波形

载波 u_c 在调制波 u_m 的正半周为正极性的三角波, 在负半周为负极性的三角波。调制信号 u_m 为正弦波。在 u_c 和 u_m 的交点时刻控制 VI_3 或 VI_4 的通断。在 u_m 的正半周, VI_1 保持导通, 当 $u_m > u_c$ 时, 使 VI_4 导通, 负载电压 $u_0 = U_{dc}$, 当 $u_m < u_c$ 时, 使 VI_4 关断, $u_0 = 0$; 在 u_m 的负半周, VI_1 关断, VI_2 保持导通, 当 $u_m < u_c$ 时使 VI_3 导通, 负载电压 $u_0 = -U_{dc}$, 当 $u_m > u_c$ 时, 使 VI_3 关断, $u_0 = 0$ 。这样, 就得到了 SPWM 波形 u_0 。图 5-6b 中虚线 u_{01} 表示 u_0 中的基波分量。像这种在 u_m 的半个周期内三角波载波只在一个方向变化, 所得到的 PWM 波形也只在一个方向变化的控制方式称为单极性 PWM 控制方式。输出电压 u_0 波形如图 5-6b 所示。由于 VI_2 和 VI_3 是高频斩波开关, 习惯上称为斩波臂; VI_1 和 VI_4 是基波频率开关, 习惯上称为控制臂。

2) 单极性 SPWM 逆变器输出电压谐波分析

图 5-7 所示是 $m = 0.8$, $K = 15$ 时单极性 SPWM 的频谱。对单极性 SPWM 而言, 有

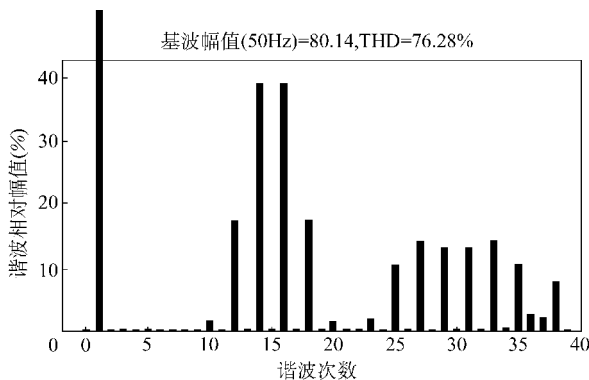


图 5-7 单极性 SPWM 逆变器 $m=0.8$, $K=15$ 时, 输出电压频谱

以下结论:

- (1) 基波成分与调制波信号成线性关系;
- (2) 不含载波谐波;
- (3) 不含 k 为偶数次的谐波;
- (4) 谐波出现在载波频率附近。

3. 倍频式 SPWM 技术

1) 倍频式 SPWM 的基本原理

在普通 PWM 逆变电路中, 器件开关频率与输出电压载波频率相等, 所谓倍频式 PWM 逆变电路是指输出电压等效载波频率 f_{cp} 是逆变器件开关频率 f_c 的 2 倍。倍频技术能够缓解谐波抑制与效率提高之间的矛盾, 且其实现仅需要适当安排逆变器件控制信号的时序, 因而是很有使用价值的技术。

倍频式 SPWM 的工作原理如图 5-8 所示。由图可见, 与普通单极性 SPWM 逆变器的差别是包含两个载波信号 u_{c1} 和 u_{c2} , 且有 $u_{c1} = -u_{c2}$ 。正弦波调制信号 u_m 与 u_{c1} 的交点形成相位互补的脉冲序列 u_{g1} 和 u_{g4} ; u_m 和 u_{c2} 的交点形成另一对互补脉冲序列 u_{g2} 和 u_{g3} 。在输出电压 u_0 的正半周, 实际上是再现信号 u_{g1} 和 u_{g3} 的与逻辑; 当 u_{g1} 与 u_{g3} 同处高位时, 有 VI_1 和 VI_3 导通, $u_0 = U_{dc}$; 当 u_{g1} 或 u_{g3} 中有处于低位时, 例如 u_{g3} 为低位 (u_{g2} 为高位), 则有 VI_1 和 VI_2 导通, $u_0 = 0$ 。由于在正半周中, u_{g1} 的高位区恒宽于 u_{g3} , 故其与逻辑可视为 u_{g1} 的两缘而输出电压 u_0 的脉宽也就是 u_{g1} 对 u_{g3} 的双缘, 因而这种控制也称双缘调制。由于 u_{g1} 和 u_{g3} 的与逻辑在一个载波周期 T_c ($T_c = 1/f_c$) 中共有两次状态转换, 故输出电压 u_0 的电平也有两次变化, 但对逆变桥中器件而言却只有开关一次; 同理可分析 u_0 的负半周。

2) 倍频式 SPWM 逆变器输出电压谐波分析

图 5-9 所示是 $m=0.8$, $K=15$ 时倍频式 SPWM 的频谱。

对倍频式 SPWM 而言, 有以下结论:

- (1) 基波成分与调制波信号成线性关系;
- (2) 不含载波谐波;

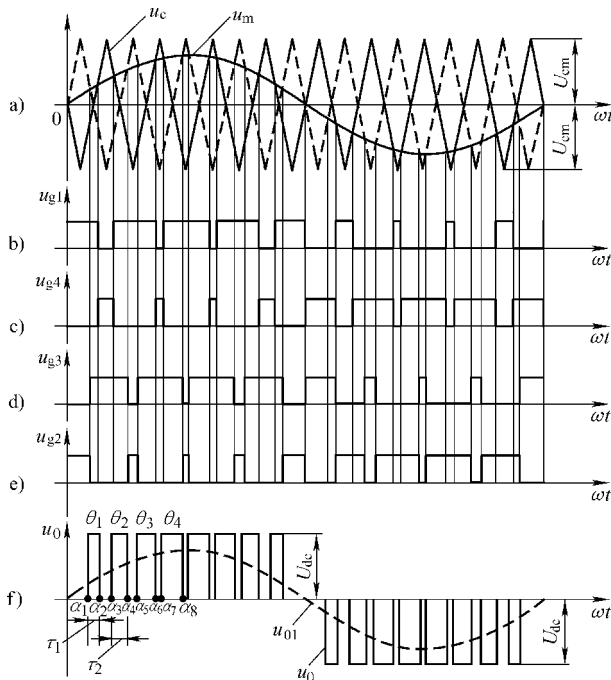
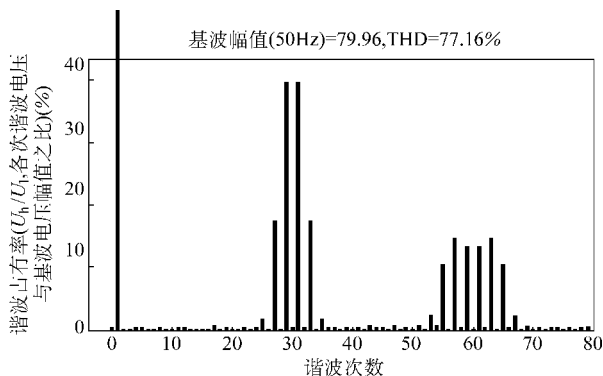


图 5-8 倍频式 SPWM 单相逆变电路的电量波形

图 5-9 倍频式 SPWM 逆变器 $m=0.8$, $K=15$ 时, 输出电压频谱

- (3) 不含偶数次谐波;
- (4) 谐波出现在载波频率偶数倍频率附近。

4. 各种 SPWM 的技术分析与比较

1) 频率和谐波分析

表 5-1 列出了在相同载波频率 ω_c 下, 上述各种 SPWM 方法应用于单相全桥电路时各自的总开关频率 ω_{v1} (即所有器件开关频率的和)、输出电压脉动频率 ω_o 以及最低次谐波群中心频率 ω_h 。此外, 还给出了总开关频率与输出电压脉动频率的比值 $k = \omega_{v1}/\omega_o$ 。

表 5-1 各种 SPWM 方法的相关参数比较

	ω_{VI}	ω_o	ω_h	k
双极性 SPWM	$4\omega_c$	ω_c	ω_c	4
倍频式 SPWM	$4\omega_c$	$2\omega_c$	$2\omega_c$	2
单极性 SPWM	$2\omega_c + 2\omega_m$	ω_c	ω_c	$2 + \omega_m/\omega_c$

从表 5-1 可以看出，当载波频率相同时，双极性 SPWM 的总开关频率比单极性 SPWM 高几乎一倍（因为一般有 $\omega_m \ll \omega_c$ ），因此总开关损耗也大一倍；而从图 5-5、图 5-7 的波形频谱中也可以看出，双极性 SPWM 在相同幅度调制比的情况下，谐波特性比单极性 SPWM 的差很多。当载波频率相同时，倍频式 SPWM 的总开关频率比单极性几乎高一倍，但其输出电压的脉动频率也相应高了一倍；从总开关频率与输出电压脉动频率的比值 k 上可以看出，倍频式 SPWM 与单极性 SPWM 的 k 基本相等。图 5-10 给出的是输出脉动频率和调制比相同时，3 种 SPWM 输出电压波形的频谱图（其中输出脉动频率为 1200Hz，调制比为 1）。

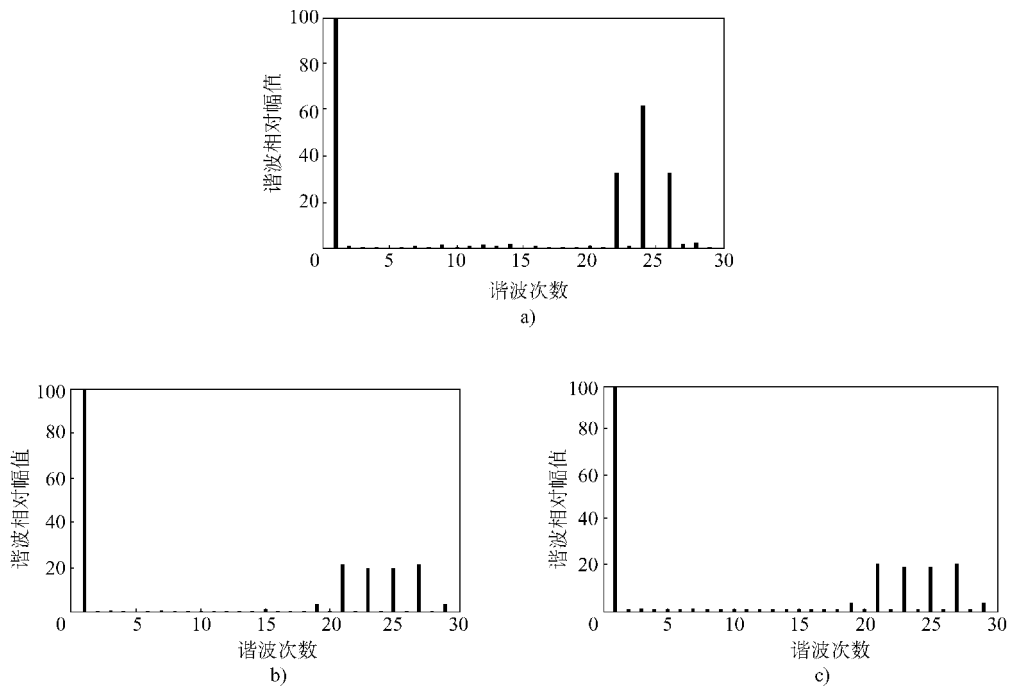


图 5-10 3 种 SPWM 输出电压波形频谱分析

a) 双极性 SPWM 输出电压频谱 b) 单极性 SPWM 输出电压频谱
c) 倍频式 SPWM 输出电压频谱

从图 5-10b 和图 5-10c 可以看出，当输出电压脉动频率相等时，倍频式 SPWM 的谐波特性与单极性 SPWM 完全相同。

表 5-2 给出了在相同输出电压脉动频率（以 1200Hz 为例）和相同幅度调制比（以 $m = 1$ 为例）的情况下，各种 SPWM 方法下单相全桥逆变器输出电压的总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion, THD）。从表 5-2 可以看出，双极性 SPWM 的 THD 最大，倍频式 SPWM 和单极性 SPWM 的 THD 基本相当。从通过以上分析可以看出，对于单相全桥电路而言，从总开关频率、输出电压脉动频率和谐伯德性几方面综合考虑，倍频式 SPWM 和单极性 SPWM 是比较适合的方法。

表 5-2 相同输出电压脉动频率和幅度调制比下单相全桥
逆变器输出电压的 THD（分析到 60 次谐波）

	THD
双极性 SPWM	85.61%
倍频式 SPWM	44.17%
单极性 SPWM	44.17%

2) 开关应力和热稳定性分析

前文的讨论只着重于频率特性和谐伯德性，下面对开关应力及热稳定性进行讨论。对于双极性 SPWM 和倍频式 SPWM 而言，各开关器件的开关频率完全一致，开关应力也完全相同，各器件的热稳定性也相同。对于单极性 SPWM 则有所不同。在单极性 SPWM 单相逆变电路中，斩波臂高频开关，开关应力高，器件的损耗主要表现为开关损耗；控制臂基频开关，开关应力低，器件的损耗主要表现为通态损耗。由于斩波臂与控制臂的开关应力不一致，器件损耗性质不同，器件的热稳定性很难保持一致，严重的时候会出现热不平衡现象，尤其是斩波臂的开关频率较高的时候。因此采用单极性 SPWM 时，器件选择和散热器设计会成为一大问题。为了解决单极性 SPWM 的热不平衡问题，出现了一种改进的单极性 SPWM 方式，即在正弦波的正半周期， VI_1 与 VI_4 组成斩波臂，而 VI_2 与 VI_3 则处于常断或常通状态；在正弦波的负半周期， VI_2 与 VI_3 变为斩波臂，而 VI_1 与 VI_4 则处于常断或常通状态。这样，各器件的开关应力就达到了基本平衡，热稳定性也趋于一致。

5.2.3 三相逆变器 SPWM 技术

三相逆变器的 SPWM 技术是以单相逆变器 SPWM 技术为基础的，但又有自身的特点。另外，由于三相电压型逆变器与电流型逆变器在电路拓扑和工作方式上的不同，导致其 SPWM 技术也有很大不同。下面将进行介绍。

1. 三相电压型逆变器的 SPWM

1) 常规三相电压型逆变器的 SPWM

对于如图 5-11 所示的常规三相电压型逆变器而言，只能采用双极性 SPWM 技术。为了使三相严格对称，三相 PWM 逆变器通常公用一个三角载波，且载波比取为 3 的整数倍；同时为了消除偶次谐波，载波比应该为奇数。三相电压型 SPWM 逆变器的基本工作原理和各电量波形如图 5-12 所示。

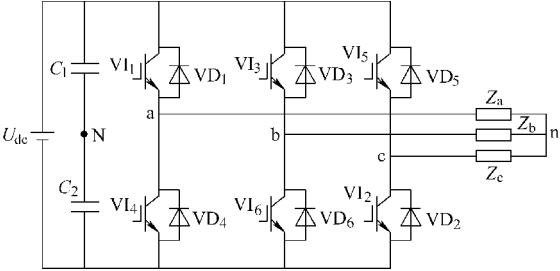


图 5-11 三相电压型逆变器的电路拓扑图

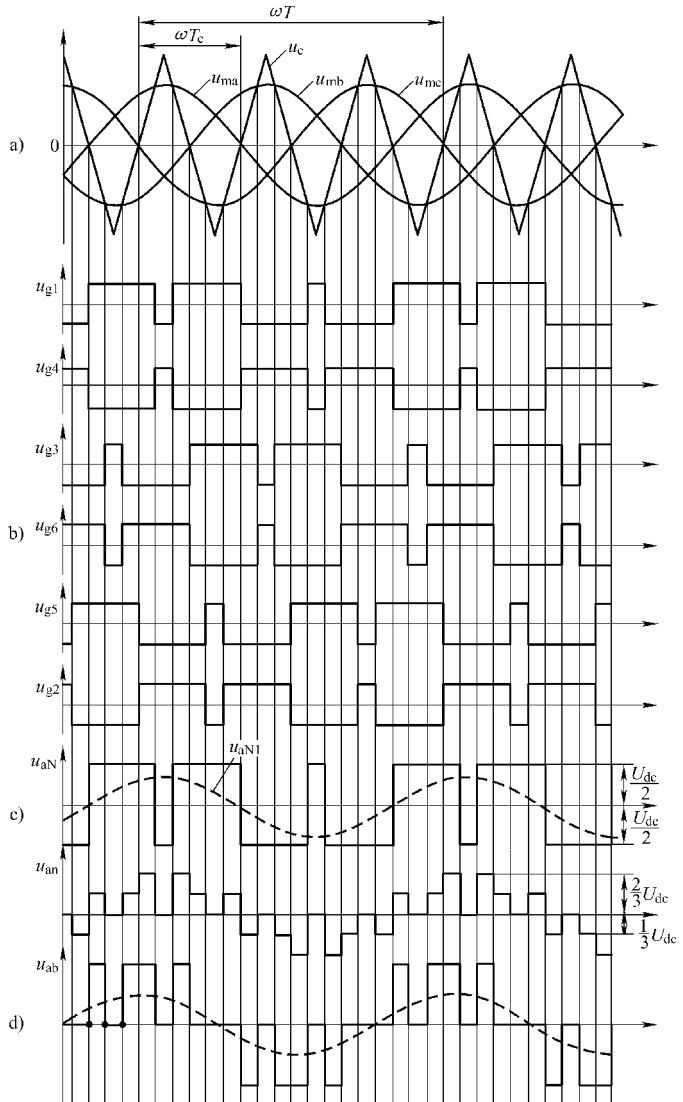


图 5-12 三相电压型 SPWM 逆变器的基本工作原理和各电量波形

载波信号为对称的三角波 u_c ，如图 5-12a 所示，重复频率为 f_c ；调制信号为三相正弦波 u_{ma} 、 u_{mb} 和 u_{mc} ，相位上依次相差 120° 。根据三角波和调制波的交点决定各相控制极信号时序如图 5-12b。以 a 相为例，当 $u_{ma} > u_c$ 时，给上桥臂 VI_1 以开通信号，给下桥臂 VI_4 以关断信号，则 A 相相对于直流电源中点 N 的输出相电压 $u_{aN} = U_{dc}/2$ ；当 $u_{ma} < u_c$ 时，给上桥臂 VI_1 以关断信号，给下桥臂 VI_4 以开通信号，则 $u_{aN} = -U_{dc}/2$ 。上下桥臂控制信号在相位上始终是互补的。当给 VI_1 (VI_4) 加开通信号时，可能是 VI_1 (VI_4) 导通，也可能是二极管 VD_1 (VD_4) 导通，这要由负载电流的方向来决定。b 相和 c 相的情况与 a 相相同。可以看出 u_{aN} 、 u_{bN} 和 u_{cN} 是典型的双极性 PWM 波，其幅值为 $U_{dc}/2$ 。图 5-12c 中虚线 u_{aN1} 是 u_{aN} 的基波分量，其幅值为 U_{aN1m} 。参考式 (5-2) 和式 (5-4)，可知三相电压型 PWM 逆变器的调制比 m 为

$$m = \frac{U_{aN1m}}{U_{dc}/2} \quad (5-6)$$

于是有：

$$U_{aN1m} = \frac{m}{2} U_{dc} \quad (5-7)$$

因为 m 的最大值为 1，因此输出相电压的基波最大幅值为 $U_{dc}/2$ ，输出线电压的基波最大幅值为 $\sqrt{3}U_{dc}/2$ 。

常规三相电压型 SPWM 逆变器输出相电压的谐波特性与单相双极性 SPWM 输出电压完全相同。线电压的频谱与相电压相比，最显著的区别是 3 以及 3 的整数倍次谐波自然消除。由于载波比 N 取为 3 的整数倍，则各载波谐波均为 3 的整数倍次谐波，因此在线电压中不含载波谐波成分，谐波含量也就大大减小。

2) 分立式三相电压型逆变器的 SPWM

在常规三相电压型逆变器中，只能采用双极性 SPWM；而在如第 4 章中图 4-7 所示的分立式三相电压型逆变器中，3 种单相 SPWM 就都可以应用。

由于 3 的整数倍次谐波自然消除，这时各种 SPWM 方法的 THD 值都会有所减少；而对于含有载波谐波成分的双极性 SPWM 而言，载波谐波也自然消除，因此其 THD 值减少的幅度会更大。表 5-3 给出了在相同输出电压脉动频率（以 1200Hz 为例）和相同幅度调制比（以 $m=1$ 为例）的情况下，各种 SPWM 方法下分立式三相电压型逆变器输出线电压的 THD。对比表 5-2，可以看出，由于 3 次谐波的自然消除，各种 SPWM 下输出线电压的 THD 都有所降低，其中双极性 SPWM 的降幅最大，倍频式 SPWM 和单极性

**表 5-3 相同输出电压脉动频率和幅度调制比下，分立式三相电压型逆变器
输出线电压的 THD（只分析到 60 次谐波）**

SPWM 方法	THD
双极性 SPWM	52.14%
倍频式 SPWM	33.52%
单极性 SPWM	33.52%

SPWM 的 THD 较小。综合考虑开关损耗、输出电压脉动频率和 THD 等因素,对于分立式三相电压型变流器以及以其为基础构成的三相级联型多电平变流器而言,倍频式 SPWM 和单极性 SPWM 是较好的开关调制策略。

2. 三相电流型逆变器的 SPWM

三相电流型逆变器电路拓扑结构如图 5-13 所示。对于三相电流型逆变器,上、下桥臂在任意时刻都必须有而且仅有一个开关管导通。因此在三相桥臂对中总有一相的上下管都不开通,记为 $s_j = 0 (j = a, b, c)$; 另外也有可能上下桥臂同时导通,也记为 $s_j = 0$, 因为这两种情况下,输出相电流均为 0。上组桥臂导通记为 $s_j = 1$; 下组桥臂导通记为 $s_j = -1$ 。本书将三相电流型逆变器的这种开关函数称为三逻辑信号。而常规三相电压型逆变器的每相桥臂的开关函数 $X_j (j = a, b, c)$ 只有 +1、-1 两种状态,本书称为二逻辑信号。二逻辑信号通过下面变换可以构造出满足电流型变流器要求的三逻辑信号。

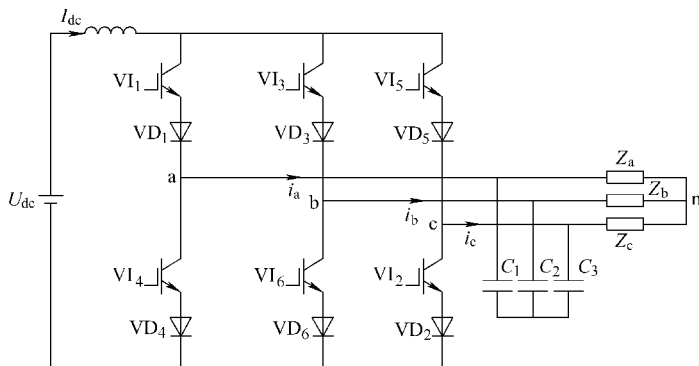


图 5-13 三相电流型逆变器电路拓扑图

$$\begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

式中

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

在常规三相电压型 SPWM 逆变器中,3 个互差 120° 的调制波与相同的三角载波相交产生三相二逻辑开关函数,通过式 (5-8) 转变为三逻辑开关函数可以满足电流型 PWM 变流器的要求,如图 5-14 所示。

比较图 5-14 和图 5-12,可见三逻辑 SPWM 信号的形状与常规三相电压型 SPWM 逆变器线电压完全相同。与二逻辑 SPWM 信号

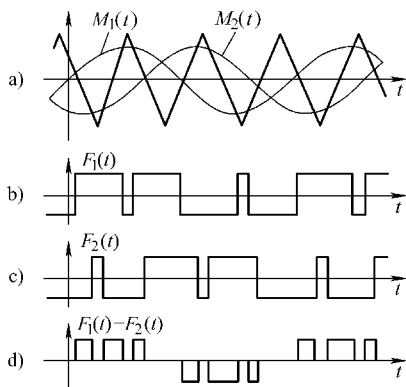


图 5-14 自然采样三逻辑 SPWM 调制方法

相比，三逻辑 SPWM 的开关谐波有所减少，主要是因为消除了载波谐波和 3 倍频谐波。

在三相电流型 SPWM 桥式变流器中，若三相调制波信号为 s_{ma} 、 s_{mb} 、 s_{mc} ，直流侧电流为 I_{dc} ，三角载波幅值为 U_{cm} ，由式 (5-8)、式 (5-9) 可得变流器交流侧电流的基波分量 i_{a1} 、 i_{b1} 和 i_{c1} 为

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{I_{dc}}{2U_{cm}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{ma} \\ s_{mb} \\ s_{mc} \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

经过二逻辑 SPWM 信号到三逻辑 SPWM 的变换后，变流器交流侧电流的基波分量在相位上滞后于调制波信号，即交流侧电流的基波与调制信号不是线性关系，失去了二逻辑信号的传输线性。这种由于调制本身带来的非线性常常给反馈控制的引入带来困难。为此需采用解耦预处理的方法，控制框图如图 5-15 所示。

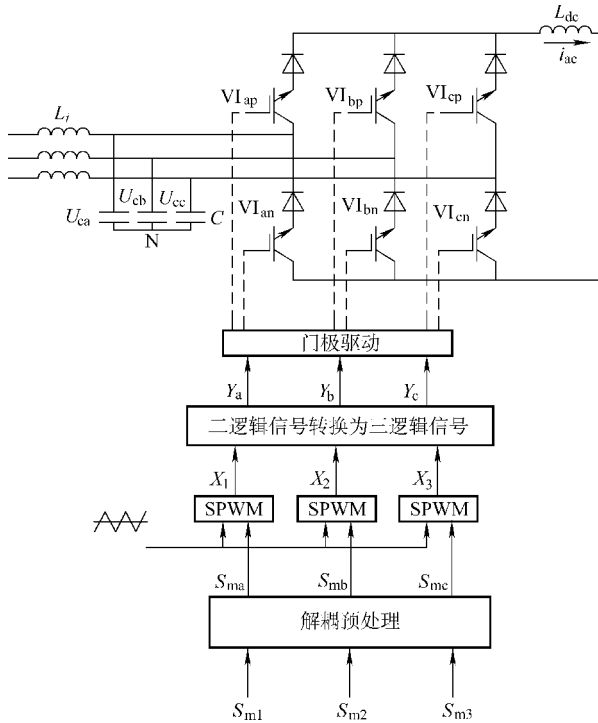


图 5-15 三相电流型逆变器三逻辑 SPWM 控制框图

从三相调制波信号 (s_{m1} , s_{m2} , s_{m3}) 到 (s_{ma} , s_{mb} , s_{mc}) 的解耦预处理变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} s_{ma} \\ s_{mb} \\ s_{mc} \end{bmatrix} = [D] \cdot \begin{bmatrix} s_{m1} \\ s_{m2} \\ s_{m3} \end{bmatrix} \quad (5-11)$$

式中 $[D]$ 为解耦预处理变换矩阵。

$$[D] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-12)$$

解耦预处理变换矩阵是矩阵 $[C]$ 的转置的 $1/3$ 。将式 (5-11) 代入式 (5-10) 可得

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{I_{dc}}{2U_{cm}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{m1} \\ s_{m2} \\ s_{m3} \end{bmatrix} \quad (5-13)$$

在三相系统中，三相调制波之和为零，则有：

$$\frac{s_{m1} + s_{m2} + s_{m3}}{3} = 0 \quad (5-14)$$

将式 (5-14) 代入式 (5-13)，得到三相电流型变流器的解耦表达式。

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{I_{dc}}{2U_{cm}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{m1} \\ s_{m2} \\ s_{m3} \end{bmatrix} \quad (5-15)$$

经过上述解耦预处理，电流型 SPWM 变流器可以看成 3 个独立的线性放大器。值得注意的是在 SPWM 调制中， (s_{ma}, s_{mb}, s_{mc}) 的幅值不大于 1，否则，将进入过调制区。这一范围对应的 (s_{m1}, s_{m2}, s_{m3}) 的幅值为 $\sqrt{3}$ 。所以，三相电流型 SPWM 桥式变流器的最大交流增益为 $\sqrt{3}/2$ 。

5.3 谐波注入 PWM (HIPWM)

上面在讲 SPWM 的时候着重讨论了其谐波品质，当然也涉及了开关频率与损耗等问题。除了这些问题以外，关于 PWM 技术，还有一个重要的技术指标，那就是直流电压利用率。直流电压利用率是指逆变器所能输出的交流电压基波最大幅值 U_{o1m} 和直流电压 U_{dc} 之比，提高直流电压利用率可以提高逆变器的输出能力。

前面已经提到，对于常规三相电压型 SPWM 逆变电路而言，在调制比 m 为最大值 1 时，输出相电压的基波幅值为 $U_{dc}/2$ ，输出线电压的基波幅值为 $\sqrt{3}U_{dc}/2$ ，即直流电压利用率只有 0.866。这个电压利用率是比较低的，其原因是正弦调制信号的幅值不能超过三角波幅值。

为解决这一问题，可以采用梯形波调制方法，就是用梯形波代替正弦波进行调制，这样可以有效地提高电压利用率，但这样做会引入 5 次、7 次等低次谐波，降低谐波品质。

根据傅立叶技术理论，梯形波可以看作是在正弦波加入了多种谐波成分构成的。这表明通过在正弦波中加入某些谐波成分，可以提高直流电压利用率。但这些谐波成分中

有些会残留在 PWM 波,降低谐波品质。如果能够在正弦波中加入某些特定谐波成分,而这些谐波成分又不会影响谐波品质,这就达到了比较好的效果。这也就是谐波注入 PWM 技术 (Harmonic Insert PWM, HIPWM) 的基本思想。

注入何种谐波才能实现上述目标呢?应该是三的整数倍次谐波和直流成分。在相电压正弦波调制波中注入这些成分,可以降低调制波的幅值,从而提高直流电压利用率;虽然这些成分会保留在相电压波形中,但在线电压中这些成分相互抵消,不会降低谐波品质。如果加入的谐波和直流成分适当,还可以起到降低开关频率的作用。

HIPWM 的直接控制手段虽然是对相电压进行控制,但其目的却是使线电压中不含低次谐波并提高电压利用率,因此可称为线电压调制方式。相对而言,SPWM 可称为相电压调制方式。

根据注入谐波和直流成分的种类和实现效果的不同, HIPWM 可以分为马鞍型波 HIPWM 和最小开关损耗 PWM 两种。

5.3.1 马鞍型波 HIPWM

在相电压正弦调制波中叠加适当大小的 3 的整数倍次谐波,使之成为类似于马鞍型的调制信号,则经过调制后逆变电路输出相电压中也必然包含这些谐波成分,且三相的这些成分的相位相同。在合成线电压时,各相电压中 3 的整数倍次谐波成分相互抵消,线电压仍为正弦波。这就是马鞍型波 HIPWM。

在相电压中注入 3 的整数倍次谐波的种类和大小,对直流电压利用率的影响非常重大。常见的注入方法如式 (5-16) ~ 式 (5-18) 所示。

$$F_1(\omega t) = 1.1547\sin(\omega t) + 0.1937\sin(3\omega t) \quad (5-16)$$

$$F_2(\omega t) = 1.1547\sin(\omega t) + 0.1638\sin(3\omega t) + 0.0253\sin(9\omega t) \quad (5-17)$$

$$F_3(\omega t) = 1.1547\sin(\omega t) + 0.1962\sin(3\omega t) + 0.0253\sin(9\omega t) - 0.0162\sin(15\omega t) \quad (5-18)$$

按照上述方法构成相电压调制波,都可将直流电压利用率提高 15%。图 5-16 给出的是按照式 (5-16) 构造的各相相电压调制波注入的谐波成分波形。

除了按照公式进行注入的方法以外,还可以通过波形合成直接构造马鞍型波 HIPWM。其具体方法是对三相标准正弦波 u_{an} 、 u_{bn} 和 u_{cn} 进行如下方式的合成:

$$u_n = -\frac{\max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) + \min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})}{2} \quad (5-19)$$

将 u_n 作为注入谐波叠加到三相调制波中,即

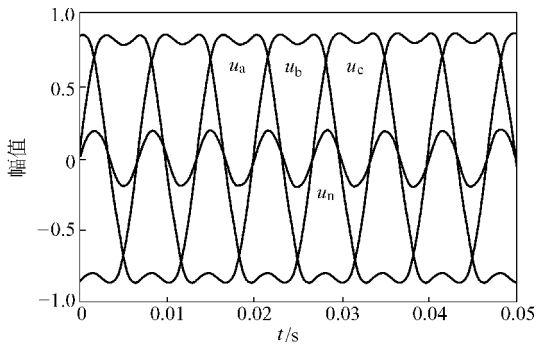


图 5-16 3 次谐波注入 PWM 调制

$$\begin{aligned}
 u_a &= u_{an} + u_n \\
 u_b &= u_{bn} + u_n \\
 u_c &= u_{cn} + u_n
 \end{aligned}
 \tag{5-20}$$

u_{an} 、 u_{bn} 和 u_{cn} 就是合成的马鞍型调制波，其波形如图 5-17 所示。

事实上，对式 (5-19) 进行傅立叶分解，取到第 15 次谐波，就得到与式 (5-18) 完全相同的表达式。也就是说式 (5-19)、式 (5-20) 是马鞍型波 HIPWM 的完整形式，其他形式都是该形式在某种程度上的近似。

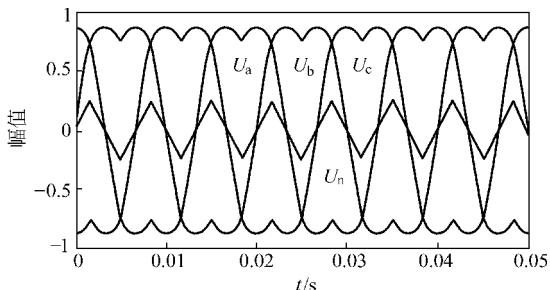


图 5-17 三倍频谐波注入 PWM

5.3.2 最小开关损耗 PWM

1. 不对称最小开关损耗 PWM

除了 3 的整数倍次谐波外，还可以在正弦波中叠加直流成分，也不会影响线电压。例如注入谐波成分按下式合成：

$$u_n = -\min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) - 1 \tag{5-21}$$

仍按式 (5-20) 的方法，就可以构成如图 5-18 所示的调制波。可以看出，不论幅值的大小，各相调制波中总有 1/3 周期的值与三角波负峰值相等；在这 1/3 周期内，并不对该相进行调制，而只对其他两相调制，因此该种控制方式也称为两相调制方式。从图 5-19 可以看出，该种调制方式具有以下特点：

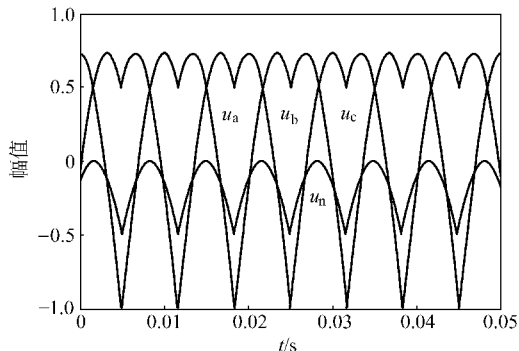


图 5-18 一种最小开关损耗 PWM 的调制波

(1) 在调制波的 1/3 周期内开关器件不动作，可以使功率器件的开关频率降低 1/3，这是通过调制所能达到的最低开关频率，也对应着最小开关损耗；因此该方法被称为最小开关损耗 PWM。

(2) 最大输出线电压基波幅值与直流电压相等，与 SPWM 相比，直流电压利用率提高 15%。

(3) 开关器件不动作时间区间在相电压的峰值时刻之后，这种调制方法尤其适合感性负载，因为此时也是器件中流过最大电流的时间。

类似的，也可以按照下式构成注入谐波成分：

$$u_n = -\max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) + 1 \tag{5-22}$$

同样也可以实现最小开关损耗 PWM。只不过各相调制波中总有 1/3 周期的值与三角波正峰值相等，但效果与图 5-18 所示调制方式完全相同。

观察式 (5-19)、式 (5-21) 和式 (5-22)，可以发现某种共性。因此可以把 3 个

公式合成一个：

$$u_n = -k \cdot \max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) - (1-k) \cdot \min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) + (2k-1) \quad (5-23)$$

其中 $0 \leq k \leq 1$ 。

当 $k = 1/2$ 时，即得式 (5-19)； $k = 0$ 时，即得式 (5-21)； $k = 1$ 时，即得式 (5-22)。 k 为其他值时，同样也可以构成 HIPWM。因此式 (5-23) 是一簇 HIPWM 的通式，该簇 HIPWM 的共同特点是直流电压利用率比 SPWM 提高 15%，在 HIPWM 中这个直流电压利用率是最高的。

2. 对称最小开关损耗 PWM

由式 (5-21) 和式 (5-22) 构成的最小开关损耗 PWM 虽然开关损耗最小，但相电压调制信号本身失去了对称性，造成某些器件长期开通，某些器件长期关断，会对系统的热稳定性造成不利影响。为解决这一问题，就出现了对称的最小开关损耗 PWM 方法。

正弦波信号本身具有奇函数对称和 $1/4$ 周期轴对称的性质，因此叠加的成分也必须具有同样性质，才能得到对称最小开关损耗 PWM 的相电压调制波形。这个注入谐波成分的表达式为

$$\begin{aligned} u^+ &= 1 - \max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) \\ u^- &= -1 - \min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) \\ u_n &= \begin{cases} u^+ & |\max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})| \geq |\min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})| \\ u^- & |\max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})| \leq |\min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})| \end{cases} \end{aligned} \quad (5-24)$$

图 5-19 给出的是按照式 (5-24) 进行叠加后各相调制波信号的波形。可以看出在相电压调制波形中，有 $1/6$ 周期的值与三角波负峰值相等，还有 $1/6$ 周期的值与三角波正峰值相等，也就是说总共仍有 $1/3$ 周期不调制，因此开关频率和开关损耗仍然降低 $1/3$ 。直流电压利用率也同样提高 15%。与不对称最小开关损耗 PWM 不同的是对称最小开关损耗 PWM 的调制波具有与正弦波相同的对称性。

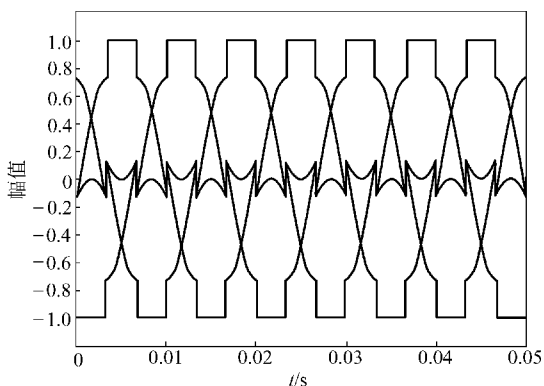


图 5-19 对称最小开关损耗 PWM 的调制波

5.4 空间矢量调制 (SVM)

经典的 SPWM 控制主要着眼于使逆变器输出电压尽量接近正弦波，对电流波形一般只能采取间接控制。而异步电动机则要求输入电流尽量接近正弦波，从而在空间上形成圆形旋转磁场，产生稳定的电磁转矩。如果对准这一目标，按照跟踪圆形磁场来控制

PWM 电压, 那么控制效果就会更直接; 这就是“磁链跟踪控制”的基本思想。磁链的轨迹是靠电压空间矢量相加得到的, 所以这种方法又叫做“电压空间矢量调制”, 即 SVM。SVM 技术最初是应用在电动机调速领域的, 后来扩展成为一种在整流/逆变领域应用广泛的 PWM 策略。本节先从传统的磁链跟踪角度介绍 SVM 技术的基本原理, 然后再给出基于调制电压采样的解释。接着讨论 SVM 技术与谐波注入 SPWM 技术的内在联系, 并给出最小开关损耗 SVM 的谐波分析。最后, 将空间矢量的概念扩展到电流型变流器中, 即电流型变流器的空间矢量调制。

5.4.1 SVM 基本原理

1. 电压空间矢量的概念

如图 5-20 所示, A、B、C 分别表示在空间静止不动的电动机定子三相绕组的轴线, 在空间互差 120° , 三相定子相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 分别加在三相绕组上, 可以定义 3 个电压空间矢量 u_{A0} 、 u_{B0} 、 u_{C0} , 它们的方向始终在各相的轴线上, 而大小则随时间按正弦规律做变化, 时间相位互差 120° 。

假设 M 为相电压幅值, f 为电源频率, 则有:

$$\begin{cases} u_a(t) = M \cos(2\pi f \cdot t) \\ u_b(t) = M \cos(2\pi f \cdot t - 2\pi/3) \\ u_c(t) = M \cos(2\pi f \cdot t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (5-25)$$

假设单位方向矢量 $\beta = j \frac{2}{3} \pi$, 则三相电压空间矢量

相加的合成空间矢量 $V(t)$ 就可以表示为

$$V(t) = \frac{2}{3} [u_a(t) + \beta \cdot u_b(t) + \beta^2 \cdot u_c(t)] = M \cdot e^{j2\pi f t} \quad (5-26)$$

可见 $V(t)$ 是一个旋转的空间矢量, 它的幅值不变; 当频率不变时, 以电源角频率 $2\pi f$ 为电气角速度做恒速同步旋转, 哪一相电压为最大值时, 合成电压矢量就落在该相的轴线上。

对于如图 5-11 所示的常规三相电压型逆变器, 引入开关函数 S_A 、 S_B 和 S_C , 分别代表 3 个桥臂的开关状态。 s_X ($X = a, b, c$) 是一个二值变量, 上桥臂器件导通时 $s_X = 1$, 下桥臂器件导通时 $s_X = 0$ 。(s_a, s_b, s_c) 组合在一起, 有 $V_0 \sim V_7$ 共 8 种基本工作状态, 即: 000、001、010、011、100、101、110、111。其中 $V_1 \sim V_6$ 这 6 个工作状态是有效的, 称作非零矢量; V_0 、 V_7 这两个工作状态称作零矢量。图 5-21 所示是复平面上三相电压型桥式变流器的基本矢量分布。

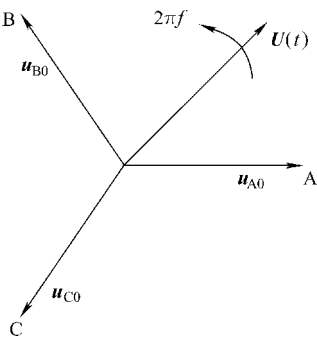


图 5-20 电压空间矢量

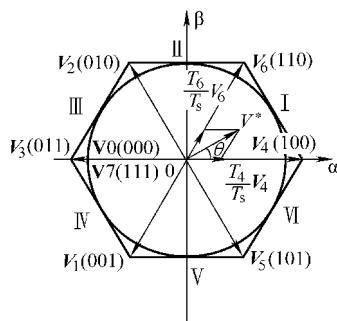


图 5-21 在复平面下三相电压型桥式变流器基本矢量图

2. 磁链跟踪 PWM 的基本思想

在三相对称电压作用下，对于图 5-22 中所示的三相电动机，如果忽略定子绕组的电阻不计，则电动机各相磁链值可由式 (5-27) 进行积分得到：

$$\begin{cases} \Psi_A = \frac{M}{2\pi f} \sin(2\pi f t) \\ \Psi_B = \frac{M}{2\pi f} \sin\left(2\pi f t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \Psi_C = \frac{M}{2\pi f} \sin\left(2\pi f t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (5-27)$$

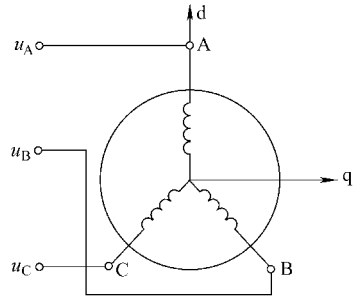


图 5-22 三相对称正弦波电压驱动三相电动机

将式 (5-27) 所示三相轴系的磁链进行坐标变换，由图 5-22 中所示的三相 A - B - C 轴系变换到图中所示的 d - q 轴系，其变换式为

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

将式 (5-28) 代入式 (5-27) 进行变换，得到 d - q 轴系的磁链矢量

$$\Psi_{dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta \end{bmatrix} \quad (5-29)$$

式中 Ψ_m ——磁链圆的半径。

$$\Psi_m = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}M}{2\pi f} = \frac{U}{2\pi f} \quad (5-30)$$

其中， $U = \sqrt{\frac{3}{2}}M$ 为电动机线电压有效值 (V)； $\theta = \omega t = 2\pi f t$ 为电角度。由式 (5-29)、式 (5-30) 可知，当电压频率比 U/f 为常数时，磁链圆半径 Ψ_m 为常数。这样，随着 $\theta(t)$ 的变化，磁链矢量 $\Psi_{dq}(\theta)$ 就形成一个以 Ψ_m 为半径的圆形轨迹，即得到一个理想磁链圆。如图 5-23 所示。在磁链追踪型 PWM 法中，就是以此理想磁链圆为基准圆。磁链矢量与前述的电压空间矢量一一对应，其大小与对应电压矢量持续的时间以及直流电压 U_d 的大小有关。若假定 8 种电压矢量对应的开关模式持续时间 T 相等，将不同开关模式下作用于电动机三相绕组上的电压对 T 进行积分，则可得三相磁链在 T 期间的增量 $[\Delta\Psi_A \ \Delta\Psi_B \ \Delta\Psi_C]^T$ 。将此三相磁链矢量增量（以下简称为磁链矢量）用式 (5-28) 中的变换阵，由 A - B - C 三个轴系变换到 d - q 轴系，可得图 5-24 中所示 d - q 轴系的 8 种磁链矢量，其大小可表示为

$$|\Delta\Psi| = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}\Delta\Psi_d & \text{非零矢量} \\ 0 & \text{零矢量} \end{cases} \quad (5-31)$$

其中, $\Delta\Psi_d = \int_0^T \frac{U_{dc}}{2} dt = \frac{U_{dc}}{2} T$ 。

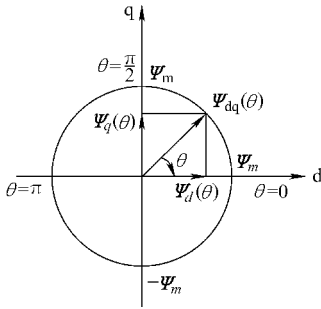


图 5-23 d-q 轴系中磁链矢量及理想磁链圆

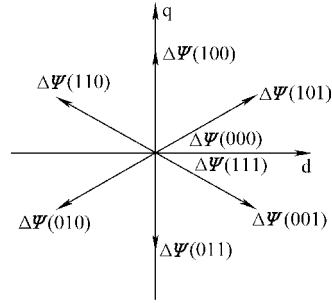


图 5-24 逆变器驱动时电动机的磁链矢量

以上是假定 6 种非零矢量开关模式下, U_{dc} 、 T 都相等。而实际上, 各种开关模式下, 中间直流电压 U_{dc} 未必是一个定值, 积分时间 T 也不要求恒定。当 U_{dc} 或者 T 不同时, 图 5-24 中各磁链矢量的大小自然也不同。

将图 5-23 所示的理想磁链圆作为基准圆, 适当地使用图 5-24 中 8 种磁链矢量追踪基准磁链圆。使用不同的磁链矢量, 意味着使用不同的开关模式。开关模式的切换, 则形成逆变器输出电压 PWM 波。不难理解, 如果这 8 种磁链矢量能够很好地追踪基准磁链圆, 则逆变器输出三相电压也一定是三相对称的正弦 PWM 波。这就是磁链追踪型 PWM 法的基本思想。

3. SVM 的电压采样解释及 SVM 基本算法

从式 (5-26) 可以明显看出电压矢量 $\mathbf{V}(t)$ 在复平面上随时间变化的轨迹为圆。如果对三相定子相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 进行采样, 其采样频率 f_s ($T_s = 1/f_s$), 则离散矢量 $\mathbf{V}$ 可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{V}(k) = \mathbf{M} \cdot e^{j\varphi(k)} \\ \varphi(k) = 2\pi f_s T_s \cdot k \end{cases} \quad (5-32)$$

式中 $\varphi(k)$ ——在第 k 个采样周期所对应的位置角。

当 k 从 $0 \sim n$ ($n = f_s/f$) 变化时, $\mathbf{V}(k)$ 在复平面上就形成了一系列的离散矢量, 如图 5-25 所示。

前面已经谈到, 在常规三相电压型逆变器中, 只能得到 8 个基本矢量。在一个开关周期 T_s 内, 图 5-21 中的参考矢量 $\mathbf{V}^*$ 作用效果可以由与其相邻的两个非零矢量和零矢量来合成 (线性表示)。矢量合成方程如下:

$$\begin{cases} \mathbf{V}^* = \mathbf{V}_4 \cdot k_4 + \mathbf{V}_6 \cdot k_6 + \mathbf{V}_z \cdot k_z \\ k_z + k_4 + k_6 = 1 \end{cases} \quad (5-33)$$

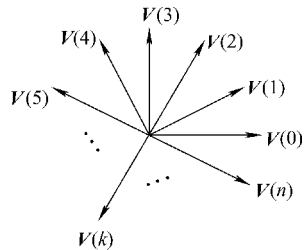


图 5-25 离散的电压矢量图

式中, $k_x = \frac{t_x}{T_s}$, $x=4, 6, z$; t_x 为对应矢量的作用时间。

事实上, 图 5-25 中的任意矢量都可以由这 8 个基本矢量合成。式 (5-33) 中零矢量 $\mathbf{V}_z$ 可以是 $\mathbf{V}_0$ 、 $\mathbf{V}_7$ 的组合, 也可以单独使用其中一个, 零矢量的作用时刻也可以选择, 因此零矢量的分配关系与作用时刻的不同安排可以得到不同的调制方式。

从图 5-21 可以看出, 6 个非零矢量将整个平面分成 6 个扇区。以第 I 扇区为例, 依照平行四边形法则, 有

$$T_4 \mathbf{V}_4 + T_6 \mathbf{V}_6 = T_s \mathbf{V}^* \quad (5-34)$$

由 (5-34) 解得

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{U_{dc}} \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}MT_s \sin(\theta)}{U_{dc}} \\ T_0 = T_s - T_4 - T_6 \end{cases} \quad (5-35)$$

其中 $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$; T_4 、 T_6 不足时, 插入零矢量补足, 一般地, 有:

$$\begin{cases} T_{00} = kT_0 \\ T_{07} = (1-k)T_0 \end{cases} \quad (5-36)$$

式中, T_{00} 、 T_{07} 分别代表零矢量 $\mathbf{V}_0$ 、 $\mathbf{V}_7$ 的作用时间, $0 \leq k \leq 1$ 。其他扇区的调制算法完全相同。定义幅度调制比 m_r 为

$$m_r = \frac{M}{U_{dc}/\sqrt{3}} \quad (5-37)$$

从式 (5-35)、式 (5-36) 可见, 电压空间矢量调制的线性调制约束条件是:

$$T_4 + T_6 \leq T_s \quad (5-38)$$

将式 (5-35)、式 (5-36) 代入式 (5-38), 有:

$$m_r \leq \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} \quad (5-39)$$

式 (5-38)、式 (5-39) 对于任何 θ 都应成立, 而 $\frac{\sqrt{3}}{2} \leq \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \leq 1$, 因而幅度

调制比 m_r 的最大值为 1, 也就是说逆变器输出相电压的极限峰值是 $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。反映在矢量图上, 最大电压空间矢量的轨迹就是图 5-21 所示的正六边形的内切圆。传统的 SPWM 最大相电压峰值是 $U_{dc}/2$, 因而 SVM 的直流电压利用率比 SPWM 提高了 15%。以上推导过程与矢量发送顺序和 k 值无关, 因此, 高直流电压利用率是 SVM 的本身特性。无论以何种方式产生 SVM 波形, 只要满足式 (5-35)、式 (5-36), 其电压利用率都是一样的。进一步计算可知, m_r 取 1, 也就是 SVM 输出最大时, 线电压峰值等于 U_{dc} , 已

经达到直流母线电压；再继续增加就超出线性调制了，所以 SVM 的直流电压利用率是最高的。

式 (5-36) 中 k 的不同取值对应着不同的调制模式，在谐波特性和开关损耗上也有不同的特点。一般将 SVM 的调制模式分为两种：常规 SVM 和最小开关损耗 SVM。常规的 SVM 策略在一个采样周期内有 6 次开关动作，与 SPWM 的开关频率相同。以第一扇区为例，其在一个采样周期内的开关触发波形如图 5-26 所示。其中 T_4 、 T_6 为矢量 V_4 、 V_6 的作用时间， T_0 、 T_7 为零矢量 V_0 、 V_7 的作用时间， T_s 为采样周期。

常规的 SVM 在一个采样周期内有 6 次开关动作，从减小开关损耗的角度出发，又出现了最小开关损耗空间矢量调制（Minimum Switch Loss SVM, MSL - SVM）。

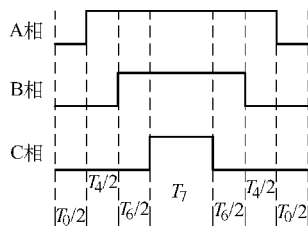


图 5-26 常规 SVM 在一个采样周期内的开关波形

4. 最小开关损耗 SVM

MSL - SVM 通过适当选择零矢量使用方式，使得在一个采样周期内的开关动作减少为 4 次，从而将开关频率减小了 33%，开关损耗大大降低；这对于提高装置功率等级、降低系统电磁干扰（EMI）有非常积极的意义。

MSL - SVM 在一个采样周期内只采用一种零矢量，具体的有两种方式。以第 I 扇区为例，一个采样周期内的开关触发波形如图 5-27 所示。

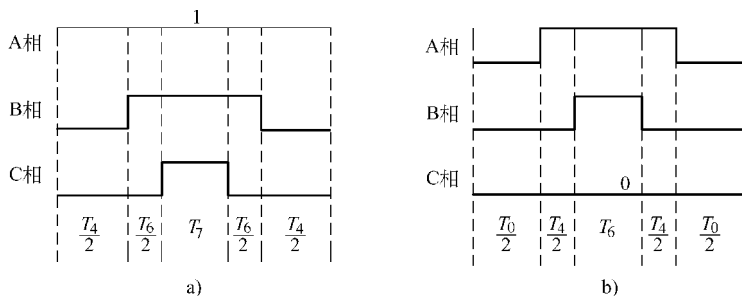


图 5-27 MSL - SVM 一个采样周期内的开关触发波形

实现 MSL - SVM 有两种方式。一种是在矢量图的所有区域中都使用同一个零矢量，这种方式称为单一零矢量调制方式。单一零矢量调制方式显然可分为两种方法：使用零矢量 V_0 的方法，本文称为方法一；以及使用零矢量 V_7 的方法，本文称为方法二。单一零矢量调制在降低开关损耗的同时，也增加了谐波成分。为了克服这一问题，可以采用交替零矢量调制方式。交替零矢量调制方式是根据参考矢量所在的不同扇区，使用不同的零矢量。比如当参考矢量位于 I、III、V 扇区时，零矢量 V_0 ；当参考矢量位于 II、IV、VI 扇区时，零矢量取 V_7 ；本文将这种调制方法称为方法三。另外，还有一种交替零矢量调制方法，即将矢量平面平均分为 12 个区域，如图 5-28 中区域①~⑫所示。其中，

区域①、④、⑤、⑧、⑨、⑫零矢量采用 V_7 ，区域②、③、⑥、⑦、⑩、⑪零矢量采用 V_0 ；本文将这种调制方法称为方法四。交替零矢量调制方法除了以上几种，还有很多，这里就不一一列举了。

5.4.2 SVM 与 HIPWM 的内在联系

1. SVM 调制波的显化

SVM 的调制过程是在矢量空间实现的，而 SPWM 是在 A - B - C 坐标系下分相实现的。SPWM 的相电压调制波是正弦波，而 SVM 的相电压调制波是隐含的。为了揭示 SVM 与 SPWM 的内在联系，需要求出 SVM 在 A - B - C 坐标系上的等效调制波；也就是将 SVM 的隐含调制波显化。为此，首先简单介绍一下对称规则采样法 SPWM。

对称规则采样法 SPWM 的原理图如图 5-29 所示。正弦调制波信号为 $U(t) = M \sin \omega t$ 。由图 5-29，可以解出脉宽 t_{pw} 的表达式为

$$t_{pw} = \frac{T_s}{2} \left(1 + \frac{M}{U} \cdot \sin \omega t_1 \right) \quad (5-40)$$

式 (5-40) 就是规则采样法 SPWM 的基本公式。

从图 5-29 和式 (5-40) 可以看出在规则采样法下，对应于给定相电压调制波 $U[\varphi(k)] = M \cdot \sin[\varphi(k)]$ ，在线性调制区的驱动信号的脉宽调制函数：

$$\delta(k) = \frac{t_{pw}}{T_s} = \left| 1 + \frac{U[\varphi(k)]}{U} \right| / 2 \quad (5-41)$$

SVM 方法实质上属于规则采样法，只不过隐含了相电压调制波。对于 SVM 方法，如果能够得到类似于式 (5-41) 的脉宽调制函数，就可以逆向推出其等效的相电压调制波。

对于图 5-26 所示的常规 SVM 波形，只讨论 A 相，可以得到第 I 扇区的脉宽调制函数为

$$\delta(k) = 1 - T_0 = \frac{1 + T_4 + T_6}{2} = \frac{1 + m_r \cos \left[\varphi(k) - \frac{\pi}{6} \right]}{2} \quad (5-42)$$

因此，可知第 I 扇区 a 相相电压调制波的表达式就是：

$$U(k) = M \cos \left[\varphi(k) - \frac{\pi}{6} \right] \quad (5-43)$$

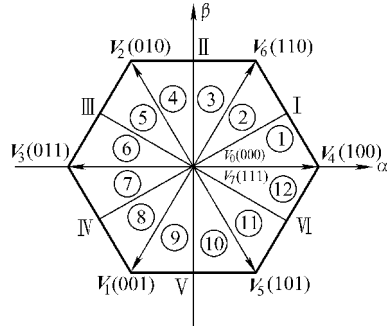


图 5-28 调制方法四对应的矢量分区图

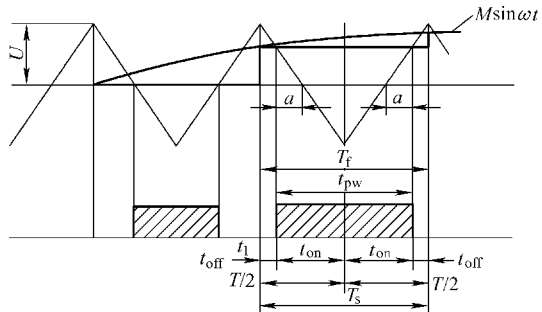


图 5-29 对称规则采样法

同理,可推出其他各扇区的相电压调制波形;最终得到总的 a 相相电压调制波函数如下:

$$U_A(k) = \begin{cases} M \cos \left[\varphi(k) - \frac{\pi}{6} \right] & 0 \leq \varphi(k) < \frac{\pi}{3} \text{ 或 } \pi \leq \varphi(k) < \frac{4}{3}\pi \\ \sqrt{3}M \cos [\varphi(k)] & \frac{\pi}{3} \leq \varphi(k) < \frac{2}{3}\pi \text{ 或 } \frac{4}{3}\pi \leq \varphi(k) < \frac{5}{3}\pi \\ M \cos \left[\varphi(k) + \frac{\pi}{6} \right] & \frac{2}{3}\pi \leq \varphi(k) < \pi \text{ 或 } \frac{5}{3}\pi \leq \varphi(k) < 2\pi \end{cases} \quad (5-44)$$

b 相、c 相的相电压调制波函数同样也能获得,图 5-30 所示就是常规 SVM 的三相等效相电压调制波。根据三相等效相电压调制波,可以得到等效线电压的波形;等效线电压为一个标准正弦波,如图 5-30 所示。

很明显,SVM 的相电压调制波不是标准正弦波,而是在正弦波中注入一些高次谐波分量。图 5-31 给出的是 SVM 的等效相电压调制波、对应的标准正弦波以及二者之间的差值。因此在图 5-31 中的标准正弦波 U_{AN} 中注入高次谐波成分 U_N ,就可以得到合成波形 U_{AO} 。以 U_{AO} 代替标准正弦波,进行规则采样调制,就可以得到与电压空间矢量调制效果完全相同的 PWM 波形。

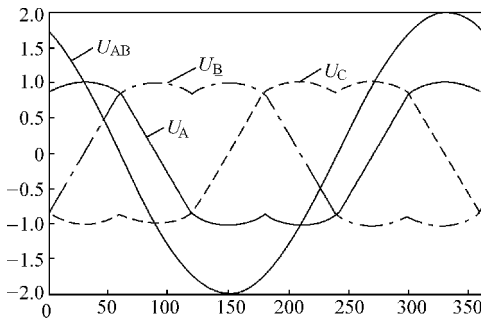


图 5-30 常规 SVM 的等效相电压调制波形
(幅度调制比为 1)

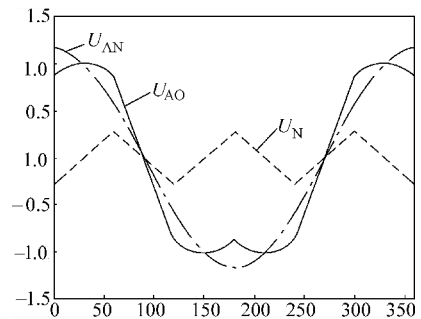


图 5-31 常规 SVM 的等效相电压调制波、对应的标准正弦波以及二者之间的差值

上面的分析实际上揭示了 SVM 技术与 HIPWM 之间的内在联系。对比图 5-31 和图 5-17,可以发现二者完全一致,也就是说 SVM 与 HIPWM 等效。

MSL-SVM 的相电压调制波也可以按照以上的办法得到相电压调制波的显式函数。根据调制波的数学表达式,可以绘出 SVM 的相电压调制波波形。方法一~方法四的调制波波形如图 5-32 所示(幅度调制比为 1)。其中细实线为 a 相,虚线为 b 相,点画线为 c 相,粗实线为线电压。从图 5-32 可知,尽管 4 种方法的调制算法互不相同,其相电压波形也各不相同,但线电压波形却完全一致,是同相同幅的标准正弦波。与 HIPWM 对比可知,方法一对应于由式(5-21)合成的 HIPWM,方法二对应于由式(5-22)合成的 HIPWM,方法四对应于由式(5-24)合成的 HIPWM。

2. MSL-SVM 技术的谐波分析

从各种方法的相电压调制波波形和调制原理来看,可以定性地得到以下两点结论:

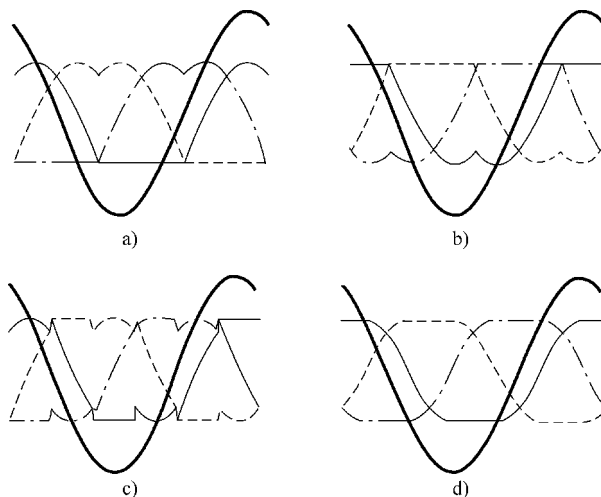


图 5-32 4 种 MSL-SVM 的调制波形

a) 方法一 b) 方法二 c) 方法三 d) 方法四

(1) 从形状上看, 方法一和方法二的相电压调制波形完全是相反的。将方法二的相电压调制波形垂直翻转 180° , 得到的波形在形状上与方法一的相电压调制波完全相同; 当然相位上有差。从傅立叶变换的性质可知, 波形的翻转和相位移动只影响各次谐波的相位, 不影响它们的幅值。在相同的调制比下, 在输出电压的谐波分布和谐波幅值上, 采用方法一和方法二的效果完全一致。

(2) 调制波波形上看, 交替零矢量调制方式的调制波具有正负半周反对称性质, 属于对称调制; 而单一零矢量调制方式的调制波没有正负半周反对称性质, 属于非对称调制。对称调制的谐波特性显然比非对称调制好, 也就是说交替零矢量调制方式的谐波特性比单一零矢量调制方式好。方法四的调制波形在四种方法中对称性最好, 因此其谐波特性也是最好的。

为了验证以上两点结论, 分别采用上述 4 种方法调制, 进行了仿真研究。图 5-33 所示的是分别采用 4 种方法调制, 输出线电压的频谱图 (幅度调制比为 0.9, 频率调制比为 27)。比较四种调制方法, 从频谱分布上看, 方法四最好; 而方法一和方法二的频谱完全相同。这表明前面得到的结论是正确的。

5.4.3 三相电流型桥式变流器的 SVM 技术

与电压型变流器类似, 在三相电流型桥式变流器中同样可以引入开关函数 s_a 、 s_b 和 s_c , 分别代表 3 个桥臂的开关状态。与电压型变流器不同的是, s_x ($X = a, b, c$) 是一个三值变量, 上桥臂器件导通时 $s_x = 1$, 下桥臂器件导通时 $s_x = -1$, 上下桥臂均不导通或均导通时 $s_x = 0$ 。(s_a, s_b, s_c) 组合在一起, 一共有 9 种基本工作状态, 即 9 个基本电流矢量, 见表 5-4。在这 9 个基本电流矢量中, $I_1 \sim I_6$ 为非零矢量, $I_7 \sim I_9$ 为零矢量;

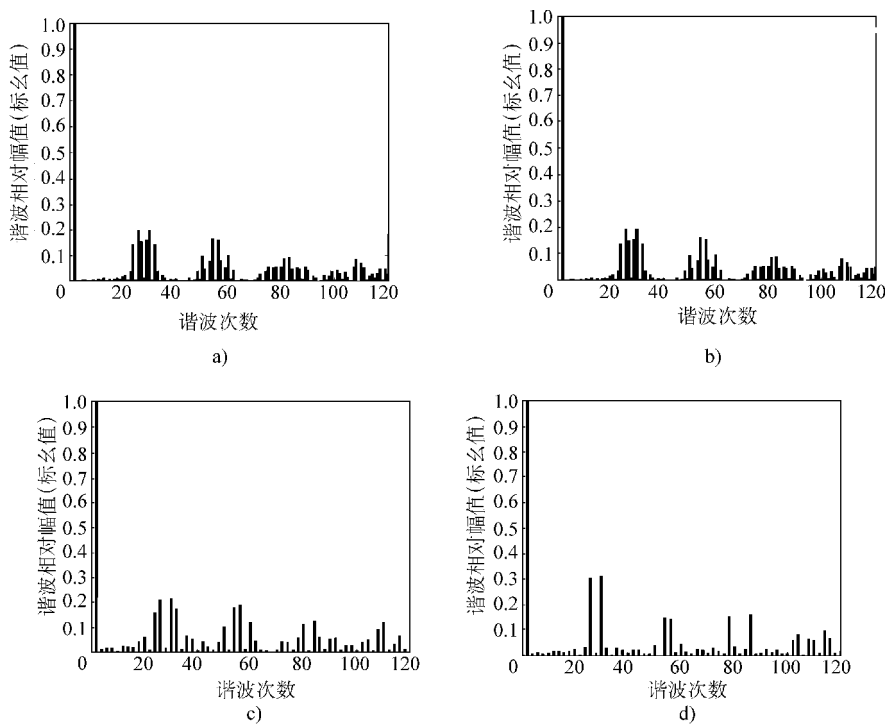


图 5-33 4 种 MSL – SVM 逆变器输出线电压的频谱
a) 方法一 b) 方法二 c) 方法三 d) 方法四

这些构成的矢量图如图 5-34 所示。

表 5-4 三相电流型桥式变流器的基本开关工作状态

序号	s_a	s_b	s_c	对应导通的器件
I_1	1	0	-1	$T_1、T_2$
I_2	0	1	-1	$T_3、T_2$
I_3	-1	1	0	$T_4、T_3$
I_4	-1	0	1	$T_4、T_5$
I_5	0	-1	1	$T_6、T_5$
I_6	1	-1	0	$T_1、T_6$
I_7	0	0	0	$T_1、T_4$
I_8	0	0	0	$T_3、T_6$
I_9	0	0	0	$T_5、T_2$

与电压空间矢量调制类似，对于图 5-34 中的参考电流矢量 I_r 可以通过其最相邻的两个非零矢量和零矢量合成，各矢量的作用时间和合成方式可参考电压空间矢量调制的方法得到，这里不多赘述。

除了以上这种直接从矢量图生成电流 SVM 信号的方法外, 根据式 (5-8) 和式 (5-9), 还可以通过电压 SVM 信号转换生成电流 SVM; 从实际运算量和时间看, 这种间接生成电流 SVM 的方法所耗运算时间并不比直接方法长, 而且间接方法和直接方法实际上完全等效。

5.5 跟踪型 PWM 技术

SPWM 和 SVM 是典型的载波调制型 PWM 方法。除了载波调制型 PWM 外, 还有一种重要的 PWM 方法, 即跟踪型 PWM 方法。这种方法不是用信号波对载波进行调制, 而是把希望输出的电流或电压波形作为指令信号, 把实际电流或电压波形作为反馈信号, 通过两者的瞬时值比较来决定电路各功率开关器件的通断, 使实际的输出跟踪指令信号变化。在跟踪型 PWM 中, 常用的有滞环 PWM 控制。

滞环控制器具有闭环调节器和脉宽调制器的双重作用, 可以将误差信号直接转换为开关的 PWM 控制信号。将其应用于单相并网逆变器电流控制的结构图如图 5-35 所示。

通过同步电路和乘法电路获得与电网电压同频同相位的并网电流指令信号 i_g^* , 与实际检测的并网电流 i_g 比较后获得的偏差 Δi_g 作为滞环比较器的输入, 通过滞环比较器得到开关需要的 PWM 信号, 从而可以控制并网电流。滞环比较器的工作原理为: 电流参考信号 i_g^* 与实际电流信号 i_g 进行比较, 作为滞环控制器的输入; 当 $i_g < i_g^* - h$ 时 ($2h$ 为滞环宽度), 滞环比较器输出高电平信号, S_1 、 S_4 导通, 系统输入侧电流增大; 当 $i_g > i_g^* + h$ 时, 滞环比较器输出高电平信号, S_2 、 S_3 导通, 系统输入侧电流减小。这样不断进行滞环比较调节, 保证 i_g 始终跟踪给定电流 i_g^* , 且处于滞环带内。

由于开关频率远大于电网电压的频率, 因此在一个开关周期可以认为电网电压 u_g 和给定电流 i_g 保持恒定, 并且设滞环宽度为 H 。当开关 S_1 、 S_4 导通时有

$$U_{dc} - u_g = L \frac{di_g}{dt} \quad (5-45)$$

根据滞环比较的条件可以得到开通时间为

$$T_{on} = \frac{2H}{di_g/dt} = \frac{2HL}{U_{dc} - u_g} \quad (5-46)$$

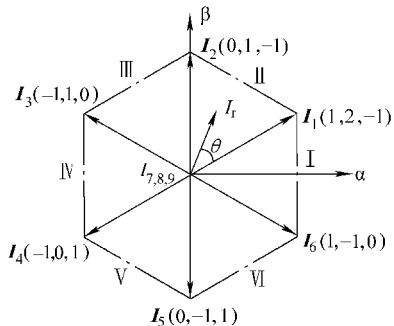


图 5-34 基本电流矢量图

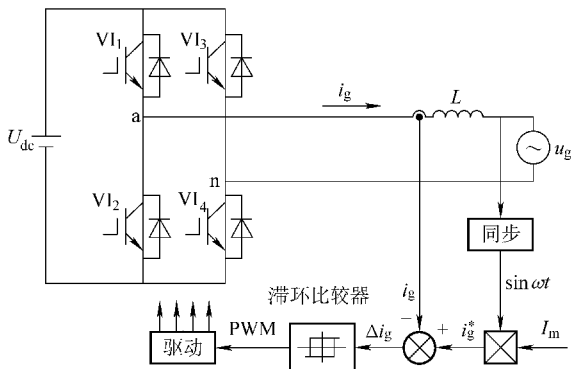


图 5-35 滞环电流控制并网逆变器结构图

同理可得关断时间为

$$T_{\text{off}} = \frac{2HL}{U_{\text{dc}} + u_g} \quad (5-47)$$

根据式 (5-46) 和式 (5-47) 可以得到开关频率为

$$f_s = \frac{U_{\text{dc}}^2 - u_g^2}{4HLU_{\text{dc}}} \quad (5-48)$$

当滞环宽度固定时, 功率开关器件的开关频率 f 是变量, 与下述因素有关:

① f 与滞环宽度成反比, 滞环越宽, f 越低。② 变流器直流侧电压越大, 交流电流变化率越快, f 也越大。③ 交流侧电感 L 越大, 交流电流变化率越慢, f 也越小。④ f 与参考电流的变化率有关, 参考电流变化率越大, f 越小; 参考电流变化率越小, f 越大。

图 5-36 为三相变流器滞环 PWM 原理图。

滞环 PWM 电流跟踪控制具有如下特点: ① 硬件电路简单; ② 属于实时控制方式, 电流响应快; ③ 无需载波, 输出波形中不含特定频率的谐波分量; ④ 属于闭环控制, 跟踪性能好; ⑤ 开关频率不固定, 输出电流中谐波含量较多; ⑥ 由于各相独立的三相电流滞环比较器缺乏协调, 造成了开关负载的不均衡, 从而导致开关器件的热应力不平衡。

滞环 PWM 的开关频率不固定, 严格意义上讲不属于传统的定频调宽 PWM; 非固定的开关频率使得滞环 PWM 在开关器件选择、滤波参数设计及热稳定性设计等方面都存在许多困难, 因此在大功率电力变换器中应用有限。为此, 很多开关频率固定或开关频率变化范围有限的新型滞环 PWM 技术被相继提出来, 但始终未得到广泛应用。

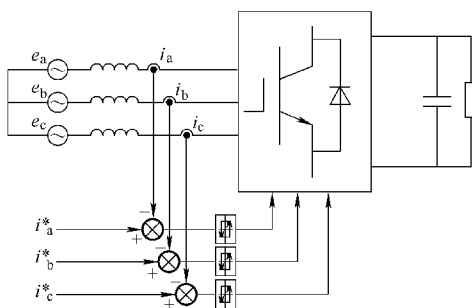


图 5-36 三相变流器滞环 PWM 原理图

5.6 优化 PWM 技术

前面分别介绍了 PWM 方法中两种重要的方法: 载波法 (SPWM 和 SVM) 和跟踪法 (滞环 PWM 和单周期控制)。除了载波法和跟踪法, 还有优化 PWM 方法。所谓优化 PWM 方法就是通过某种优化算法, 计算出变流器各开关器件的通断时间和顺序, 以达到预先设定的目标或要求。比如在电动机驱动方面, 针对铜损问题, 就可以设定相应目标函数以达到最优的铜损曲线, 通过优化算法, 计算出开关器件的触发脉冲信号。在各种优化指标中, 谐波最优是受到关注最多的, 以谐波最优为目标的优化 PWM 技术也是研究和应用最为广泛的优化 PWM 方法, 其中最为常见的就是定次谐波消除 PWM (Selected Harmonics Elimination PWM, SHEPWM)。

5.6.1 基本原理

在方波的某些角度上设置凹槽，以抑制不需要的谐波，控制基波分量的大小，就是 SHEPWM。图 5-37 所示为双极性定次谐波消除法优化 PWM 调制波的波形。为了减少谐波并简化控制，要尽量使波形具有对称性。如图 5-37 所示，波形正负半周镜像对称，因此不含偶次谐波。半周期内关于 $1/4$ 周期轴对称，因此不含余弦项，于是图 5-37 所示波形的傅立叶级数展开式就是：

$$u(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} u_{km} \sin(k\omega t) \quad (5-49)$$

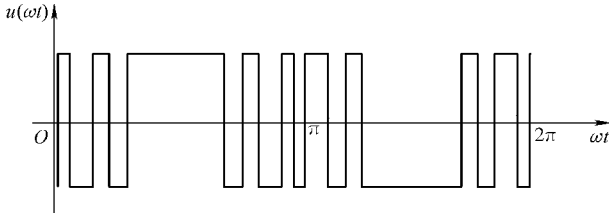


图 5-37 双极性 SHEPWM 输出 PWM 波形

由傅立叶级数的定义，可知：

$$u_{km} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin(k\omega t) d(\omega t) \quad (5-50)$$

展开式 (5-50)，可得

$$u_{km} = \frac{4U_{dc}}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^m (-1)^n \cos(ka_n) \right] \quad (5-51)$$

在 $1/4$ 周期内，有 m 个参数（脉冲开关时刻）需要确定，除了给定基波幅值外，还有 $m-1$ 个参数待定，这是消除谐波的自由度。令要消除的低次谐波的幅值为 0，给定基波幅值，即得到以下方程组：

$$\begin{cases} b_1 = \frac{4U_{dc}}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(a_k) \right] \\ \vdots \\ b_i = \frac{4U_{dc}}{i\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(ia_k) \right] = 0 \\ \vdots \\ b_m = \frac{4U_{dc}}{m\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(ma_k) \right] = 0 \end{cases} \quad (5-52)$$

其中， i 表示谐波次数 ($1 < i \leq m$)。对应不同的基波幅值，求解上述方程组，可以获得不同的开关角。

以 $m=4$ 为例，求解上述方程组，可得到 $1/4$ 周期内的 4 个开关角。根据一个周期内半波对称， $1/4$ 周期纵轴对称的性质，可以求出一个周期内所有的开关角数值，共 18 个。对于三相系统，可根据三相波形各相差 120° 来求出另两相的脉冲开关角，三相总共 54 个数值。

5.6.2 开关角求解

SHEPWM 能够直接消除指定次数的谐波分量,效果直观、原理清晰,开关频率较载波法 PWM 大大降低,因而在大功率电力电子设备中有很好的应用前景。但 SHEPWM 中开关角的计算特别是在线计算非常复杂,因而 SHEPWM 方法虽在 20 世纪 70 年代就已经提出,但应用却不是特别广泛。随着高级计算语言软件的发展,开关角计算的离线算法已经完全解决。特别是目前高速度微处理器的不断进步(DSP 的单步乘法运算速度已经达到 25ns 乃至以下),同时各种数学方法不断引入,在线实现 SHEPWM 已经逐渐成为现实,SHEPWM 的应用将越来越广泛。

1. 离线算法

SHEPWM 开关角的离线算法通常采用 Newton-Raphson 法。该方法的要义就是对式(5-56)的超越方程组进行线性化处理,通过迭代算法,求取开关角。Newton-Raphson(牛顿-拉夫逊)算法原理非常清晰,操作也似简单,但并不是很容易得到所需的开关角数值,主要原因就是初始值难以选取。Newton-Raphson 法的收敛范围比较窄,如果初始值选取不当,就很难收敛。为此很多简化算法不断出现,比如将超越方程转化为高次线性方程等,但运算难度仍然很大。

实际上,在各种优化算法中,有些算法对初始值的要求并不是很高,比如单纯型法。单纯型法的程序设计较 Newton-Raphson 法稍复杂些,但其收敛速度和精确度却更好,对初始值的要求也较为宽泛,因此采用单纯型法应该是更好的解决方案。

不论是 Newton-Raphson 法,还是单纯型法,都需要较为复杂的编程。实际上,目前一些高级程序语言本身已经包含这些优化算法的软件包,直接应用就可以离线求出任意精度的开关角,除非方程本身没有最优解。比如 Matlab 语言就提供了两个解非线性最优问题的函数 fsolve 和 fminsearch,特别是 fminsearch 采用单纯型法,功能强大,对初始值没有特殊要求,收敛范围极宽。因此离线求解 SHEPWM 开关角已经不再是问题了。

2. 在线算法

SHEPWM 开关角的运算传统上都采用离线算法,因而在某些对快速性和动态特性要求高的场合,SHEPWM 不具备优势。因此研究在线开关角计算方法,对 SHEPWM 而言是非常重要的。

1989 年 Asumadu 和 Hoft 首次提出了基于 Walsh 函数来分析 PWM 波形产生的方法,利用 Walsh 函数波形分析技术,将求解开关角的非线性方程组转变为求解关于基波幅值的分段线性方程组,大大缩减了计算时间,使在线控制成为可能。基于 Walsh 变换的 SHEPWM 开关角在线运算方法目前已经基本成熟,相信这种算法必定会对 SHEPWM 的推广应用起到推动作用。

5.7 三相四线逆变器的调制技术

三相四桥臂逆变器是针对三相四线制系统提出的一种新型逆变器结构。三相四桥臂

逆变器的调制技术是从传统三相逆变器调制技术发展而来，但又有其独自特点。

5.7.1 基本概述

目前研究的三相四桥臂逆变器调制技术主要包括 SPWM、三次谐波注入调制以及三维空间矢量调制等，简要介绍如下。

1. SPWM

三相四桥臂逆变器的一种调制方法是单独控制第四桥臂电压的方案。这种方法在第四桥臂输出端增加了 $L_o C_o$ 滤波器，如图 5-38 所示。如果控制交流输出中性点 N 和直流母线电压的中点 O 等电位，则每一相输出电压可以应用 SPWM 实现独立控制。这种方案完全实现了三相输出电压的解耦。然而由于这种方案每相独立的前提是实现 N 点与 O 点等电位，实际上是将第四桥臂分离出来作为一个独立的 DC/DC 变换器来进行控制，在电路中必须增加一组中性点控制电路，提高了成本。此外，这种方案的电压利用率仅为 0.866。

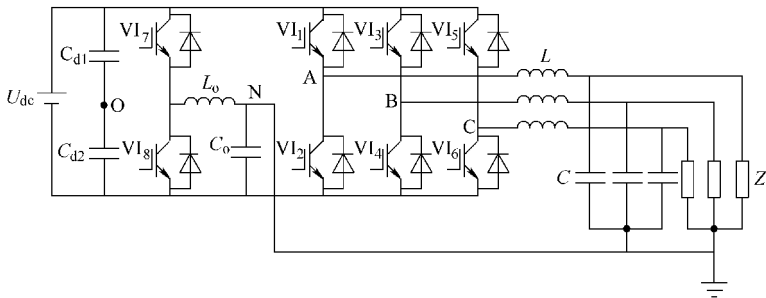


图 5-38 第四桥臂独立控制的三相四桥臂逆变器

另一种三相四桥臂逆变器的 SPWM 方案通过扩展空间矢量的定义，将三相四桥臂逆变器 16 种开关模式中的 12 种开关模式分为两组：一组包含正的零序电压，一组包含负的零序电压。用其余 4 种开关模式构成零状态。通过应用正序组和负序组以及他们的组合，可以计算出各个桥臂开关管的导通时间。这种方案的计算过程比较繁琐。

2. HIPWM

近年来，有许多学者对三线四桥臂逆变器的 HIPWM 调制方法展开了研究。在三相三桥臂逆变器的 SPWM 调制中，通过在 SPWM 调制波中叠加一定比例的零序谐波可以增加电压利用率。对于三相四桥臂逆变器而言，也可以采用同样的方法：即前三个桥臂与三相三桥臂逆变器 HIPWM 完全一样，第四桥臂的调制信号与前三个桥臂相电压调制信号中注入的谐波成分相同；这样就实现了三线四桥臂逆变器的 HIPWM。

3. 二维空间矢量调制

二维空间矢量调制应用伏秒积等效的思想实现对负载中点电压进行控制。其前 3 个桥臂与三相三桥臂逆变器带对称负载情况时一样，按照普通的二维空间矢量调制，保证相电压按对称情况下的规律变化。第四桥臂则根据对称情况下的 8 种开关状态时的中点电位来控制。这种方法第四桥臂的开关频率将会很高，依开关矢量排列顺序不同，是其

他 3 个桥臂开关频率的数倍，增加了电路损耗。

4. 三维空间矢量调制

三相四桥臂变换器三维空间矢量调制是由传统的二维 SVM 发展而来，由于其空间参考矢量位于三维空间中，一般称为三维空间矢量调制（Three Dimensional SVM, 3D SVM）。三相四桥臂逆变器的 3D SVM 根据所选坐标系的不同，又分为基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的 3D SVM 和基于 abc 坐标系的 3D SVM。

5.7.2 三相四桥臂逆变器的 3D SVM

1. 基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的 3D SVM

应用在三相四桥臂逆变器上的基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的 3D SVM 是传统 2D SVM 的拓展，两者的基本方法是一致的。在三相四桥臂逆变器中（见图 4-14），由于第四桥臂的作用，三相输出电压可以独立控制。在四桥臂变换器中，共有 $2^4 = 16$ 种开关状态。为了方便说明，对开关状态作如下定义：设定某种状态为 $x_a x_b x_c x_n$ ， $x_i (i = a, b, c, n)$ 从前至后依次表示第 i 桥臂开关情况。以 a 相桥臂为例，如果上桥臂导通下桥臂断开则有 $x_a = p$ （表示输出为正），反之则有 $x_a = n$ （表示输出为负）。依此类推，若开关状态为 pppn，则表示该时刻 a、b、c 相桥臂上管导通下管断开，n 相桥臂下管导通上管断开。得到的 16 种开关状态与输出相电压关系见表 5-5。

表 5-5 三相四桥臂逆变器开关状态与输出电压

	pppp	ppnp	pnpp	nppp	pnpn	npnp	nnpp	nnnp
u_{an}	0	0	0	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$
u_{bn}	0	0	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$
u_{cn}	0	$-U_{dc}$	0	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$
	nnnn	nnpn	npnn	pnnn	nppn	pnpn	ppnn	pppn
u_{an}	0	0	0	U_{dc}	0	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}
u_{bn}	0	0	U_{dc}	0	U_{dc}	0	U_{dc}	U_{dc}
u_{cn}	0	U_{dc}	0	0	U_{dc}	U_{dc}	0	U_{dc}

逆变器三相输出电压 u_{an} 、 u_{bn} 和 u_{cn} 可以用 $\alpha - \beta - \gamma$ 坐标系中的空间矢量来表示，只是此空间矢量定义在三维空间中定义：

$$V = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} \tag{5-53}$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = T_{abc/\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \tag{5-54}$$

式中

$$T_{abc/\alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5-55)$$

将所有 16 组开关矢量在 $\alpha\beta\gamma$ 空间坐标系中描绘出来, 如图 5-39 所示。可以看出, 这 16 个空间矢量都位于一个空间六棱柱内。3D SVM 就是运用 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的开关矢量来合成参考矢量 V_{ref} , 在原理上与二维空间矢量调制相类似。在 abc 坐标系下的参考电压 $[u_{a\_ref} \ u_{b\_ref} \ u_{c\_ref}]^T$ 经过式 (5-54) 的坐标变换, 可以得到 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的参考矢量 $V_{\text{ref}} = [V_{\alpha\_ref} \ V_{\beta\_ref} \ V_{\gamma\_ref}]^T$ 。

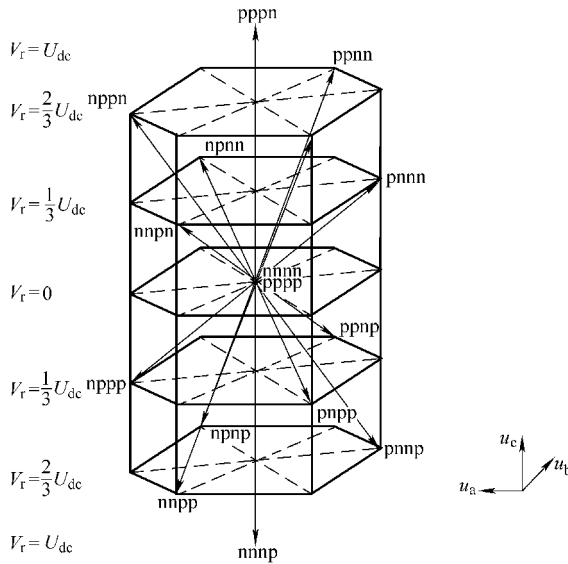


图 5-39 三相四桥臂逆变器开关矢量图

由于三相四桥臂逆变器的参考矢量是在三维空间内运动, 所以, 它的控制较为复杂。参考矢量在 3 维空间坐标系下的合成主要有以下步骤: ①选择合适的相邻开关矢量进行合成, 首先确定参考矢量所在的三棱柱, 其次再判断参考矢量位于哪一个四面体内; ②计算出各自开关状态对应的占空比; ③选取的开关矢量按照一定顺序进行组合, 生成对应矢量调制的控制波形。

这种基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的 3D SVM 策略虽然可以很好地完成空间参考矢量的合成, 但是存在以下几点不足: 首先, 这种方法需要进行坐标变换, 增加了计算的复杂性; 变换到 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的开关矢量物理意义不清晰, 很难直观地表示出参考矢量的位置, 这个缺点在多电平逆变器应用中更加明显; 基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的 3D SVM 需要判断参考矢量所在的三棱柱和四面体, 涉及大量的三角计算, 比较判断等。实际上, 基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的计算更多的是基于对 2D SVM 继承而不是实用的考虑, 与 2D SVM 不同, 这种 abc

到 $\alpha\beta\gamma$ 的坐标变换反而使得问题的处理变得复杂。

2. 基于 abc 坐标系的 3D SVM

简化的三相四桥臂逆变器原理图如图 5-40 所示。由于三相四桥臂逆变器中增加了额外的桥臂，逆变器的输出相电压（ u_{an} ， u_{bn} ， u_{cn} ）可以独立控制，因此，三相输出电压必须在三维空间里表示。

三相输出电压的数学表达式如式（5-56）所示。

$$u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a - u_n \\ u_b - u_n \\ u_c - u_n \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} s_a - s_n \\ s_b - s_n \\ s_c - s_n \end{bmatrix} \quad (5-56)$$

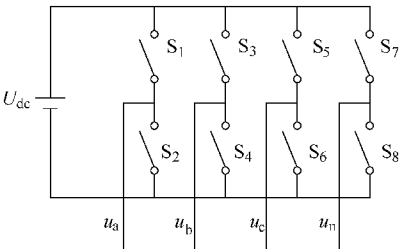


图 5-40 简化的三相四桥臂逆变器
电路拓扑

其中， $s_i(i = n, a, b, c)$ 为第 i 桥臂相应的开关函数。桥臂上管导通下管关断时的 $s_i = 1$ ，桥臂上管关断下管导通时的 $s_i = 0$ 。

根据三相四桥臂逆变器的不同的开关组合，通过式（5-56）可以计算得到 16 种开关矢量，见表 5-6。为了表达清晰起见，表 5-6 中所有的矢量都以母线电压 U_{dc} 进行归一化计算。此外，表 5-6 中的状态矢量 $S_i(i = 1, \dots, 16)$ 和开关矢量 $V_i(i = 1, \dots, 16)$ 都是列矢量。从表 5-6 中可以看出，如果将 16 个开关矢量绘制在三维 abc 坐标系中，所有的开关矢量都将位于两个边长为 1 的正立方体的顶点上：开关矢量 $V_1 \sim V_8$ 构成立方体位于全正的空间区域， $V_9 \sim V_{16}$ 构成的立方体位于全负的空间区域，如图 5-41 所示。

表 5-6 abc 坐标系下的开关矢量表

状态	s_n	s_a	s_b	s_c	开关矢量	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}
S_1	0	0	0	0	V_1	0	0	0
S_2	0	0	0	1	V_2	0	0	1
S_3	0	0	1	0	V_3	0	1	0
S_4	0	0	1	1	V_4	0	1	1
S_5	0	1	0	0	V_5	1	0	0
S_6	0	1	0	1	V_6	1	0	1
S_7	0	1	1	0	V_7	1	1	0
S_8	0	1	1	1	V_8	1	1	1
S_9	1	0	0	0	V_9	-1	-1	-1
S_{10}	1	0	0	1	V_{10}	-1	-1	0
S_{11}	1	0	1	0	V_{11}	-1	0	-1
S_{12}	1	0	1	1	V_{12}	-1	0	0
S_{13}	1	1	0	0	V_{13}	0	-1	-1
S_{14}	1	1	0	1	V_{14}	0	-1	0
S_{15}	1	1	1	0	V_{15}	0	0	-1
S_{16}	1	1	1	1	V_{16}	0	0	0

从图 5-41 中可以看出, 两个立方体的公共顶点恰好可以代表两个零电压矢量 V_1 和 V_{16} 。将各个正立方体中与开关矢量相关的顶点连接起来可以构成一个 12 面体。通过比较可以发现, 这个 12 面体与基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的 12 面体围成的区域是完全等效的, 然而, abc 坐标系下的开关矢量更清晰直观, 并且可以实现更简单的空间矢量调制算法。 abc 坐标系与 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系在空间中的关系如图 5-42 所示。

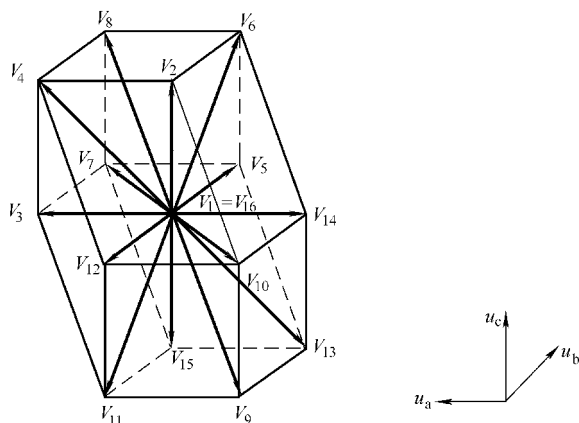


图 5-41 abc 坐标系下的开关矢量空间分布

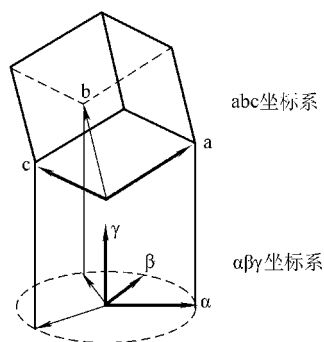


图 5-42 abc 坐标系与 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系在空间中的关系

因为需要合成的空间矢量的轨迹必须位于图 5-41 所示的 12 面体内, 因此有必要确定围成 12 面体的各个平面的表达式。由于采用了 abc 坐标系, 这些平面的表达式非常简单。

六个平面平行于坐标轴, 平面方程分别为 $u_a = \pm 1$, $u_b = \pm 1$ 和 $u_c = \pm 1$ 。实际上这六个平面围成了一个边长为 2 的大立方体, 并将 12 面体包括在内。这个大立方体具有实际的物理意义, 它表示了三相四桥臂逆变器的输出相电压要小于或等于直流母线电压。

其余 6 个面与坐标平面夹 45° 角。平面方程分别为 $u_a - u_b = \pm 1$, $u_b - u_c = \pm 1$ 和 $u_c - u_a = \pm 1$ 。这 6 个面也具有明确的物理意义, 它们表示三相四桥臂逆变器的输出线电压也要小于或等于直流母线电压。

必须注意到所有的开关矢量也都与坐标面平行或相差 45° 夹角。并且, 如果 12 面体构成的控制区域被平面 $u_i = 0 (i = a, b, c)$ 和平面 $u_i - u_j = 0 (i, j = a, b, c; i \neq j)$ 分割的话, 可以很容易地验证: 分割后得到 24 个四面体形状的小区域, 并且每个四面体都包含相同数目的开关矢量, 即三个非零矢量和两个零矢量。其中, 三个非零矢量构成了四面体的三条棱边, 两个非零矢量位于四面体的一个顶点上。

一般说来, 空间矢量调制技术用于产生一个与参考电压矢量等效的平均电压矢量。为了达到这个目标, 逆变器的每种开关状态都要用对应的开关矢量表示。通过在确定的开关周期内选择恰当的开关矢量, 来产生一个与参考电压矢量等效的电压矢量。

如前所述, 对于三相三线系统, 由于输出电压只有两个完全独立, 因此通常将 abc

三相电压转换到 $\alpha\beta$ 坐标系下进行处理。此时, 8 个开关矢量中心对称分布在一个六边形内。通过判断参考矢量所在的 60° 扇形区域来选择合适的开关矢量进行合成。基于 abc 坐标系的 3D SVM 与 2D SVM 相似, 只是需要判断的区域不再是 60° 扇形区域, 而是包含 5 个开关矢量 (3 个非零矢量, 两个零矢量) 的四面体。一旦判断出了参考矢量所在的四面体, 依照伏秒平衡原则, 就可以确定每个开关矢量作用时间 (或占空比), 从而得到平均意义上的参考矢量。3D SVM 通过在 abc 坐标系下的处理, 极大地简化了四面体的选择和计算各个开关矢量占空比的时间。另外一个重要问题是开关顺序问题, 也就是选择开关矢量的作用顺序。采用不同的开关矢量排列顺序, 开关损耗和输出电压 THD 也各不相同。

1) 四面体的选择

前面已经提到, 控制区域可以被分割为 24 个四面体, 每个四面体中都包含 3 个非零矢量和 2 个零矢量。图 5-43 展示了全部 24 个四面体在控制区域中的位置以及对应的开关矢量。从图 5-43 中可以看出, 两个正立方体所占的区域被分成了 12 个四面体, 剩余的两个正立方体之间的区域也被分成了 12 个四面体。所有的这些四面体大小相等, 是控制区域的对称划分。因此, 通过应用分割平面的方程, 可以决定具体哪一个四面体包含了参考矢量。一种方便的算法如式 (5-57) 所示。

$$\begin{cases} C_1 = \text{Sign}(\text{INT}(v_{a\_ref} + 1)) \\ C_2 = \text{Sign}(\text{INT}(v_{b\_ref} + 1)) \\ C_3 = \text{Sign}(\text{INT}(v_{c\_ref} + 1)) \\ C_4 = \text{Sign}(\text{INT}(v_{a\_ref} - v_{b\_ref} + 1)) \\ C_5 = \text{Sign}(\text{INT}(v_{b\_ref} - v_{c\_ref} + 1)) \\ C_6 = \text{Sign}(\text{INT}(v_{a\_ref} - v_{c\_ref} + 1)) \end{cases} \quad (5-57)$$

式中, $C_i (i=1 \sim 6)$ 代表了参考矢量相对于分割平面的位置。($v_{a\_ref}, v_{b\_ref}, v_{c\_ref}$) 为以母线电压 U_{dc} 归一化的参考电压矢量。

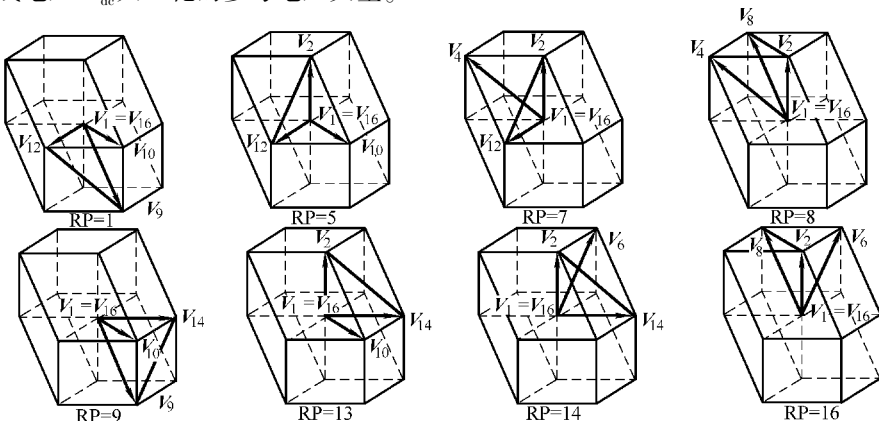


图 5-43 用于辅助确定参考矢量位置的 24 个四面体

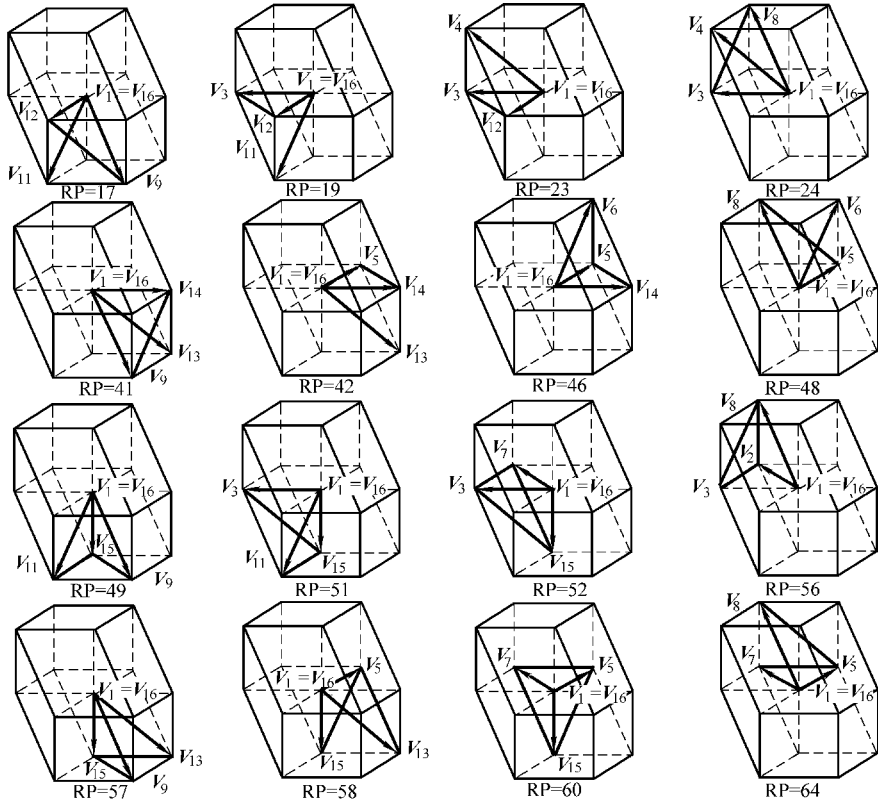


图 5-43 用于辅助确定参考矢量位置的 24 个四面体 (续)

INT(x) 为取整函数。Sign(x) 为取符号函数：如果 $x > 0$, Sign(x) = 1；如果 $x = 0$, Sign(x) = 0；如果 $x < 0$, Sign(x) = -1。注意到参考电压矢量总是落在控制区域内， C_i 的取值只能是 0 或 1。可以看到，由式 (5-57) 描述的计算很容易由微处理器完成。

2) 开关矢量占空比的计算

定义一个指向参考电压所在四面体的区域指针变量 RP：

$$RP = 1 + \sum_{i=1}^6 C_i \cdot 2^{i-1} \quad (5-58)$$

理论上 RP 的取值范围为 1 ~ 64，实际上由于 C_i 的取值并不完全独立，RP 只能取到其中 24 个可能的数值。正好对应 24 个四面体。用 V_{a1} , V_{a2} 和 V_{a3} 代表四面体中的 3 个非零开关矢量， V_{a0} 代表四面体中的两个零矢量。计算得到的 RP 与对应的四面体包含的非零矢量的关系见表 5-7。可以看到，式 (5-58) 的计算过程很简单，仅仅需要一些移位和加法运算，且式 (5-57) 也只需要简单的条件判断语句即可完成。在浮点 DSP TMS320C31 - 50MHz 上运行程序实现上述计算过程仅需 0.8μs，同样的计算过程如果在 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下进行，至少需要 4μs。

表 5-7 24 个四面体的区域指针 RP 与对应非零开关矢量的关系

RP	V_{d1}	V_{d2}	V_{d3}	RP	V_{d1}	V_{d2}	V_{d3}
1	V_9	V_{10}	V_{12}	41	V_9	V_{13}	V_{14}
5	V_2	V_{10}	V_{12}	42	V_5	V_{13}	V_{14}
7	V_2	V_4	V_{12}	46	V_5	V_6	V_{14}
8	V_2	V_4	V_8	48	V_5	V_6	V_8
9	V_9	V_{10}	V_{14}	49	V_9	V_{11}	V_{15}
13	V_2	V_{10}	V_{14}	51	V_3	V_{11}	V_{15}
14	V_2	V_6	V_{14}	52	V_3	V_7	V_{15}
16	V_2	V_6	V_8	56	V_3	V_7	V_8
17	V_9	V_{11}	V_{12}	57	V_9	V_{13}	V_{15}
19	V_3	V_{11}	V_{12}	58	V_5	V_{13}	V_{15}
23	V_3	V_4	V_{12}	60	V_5	VV_7	V_{15}
24	V_3	V_4	VV_8	64	V_5	V_7	V_8

3 个非零矢量确定后，需要确定应用哪种开关排列顺序，也就是决定开关矢量的作用顺序。根据不同的零矢量加入方式和开关矢量排列顺序是否对称于开关周期，可以组合出许多种开关样式。图 5-44 给出了其中一种开关排列顺序。

图 5-44 中， d_1 、 d_2 和 d_3 分别为三个非零矢量 V_{d1} 、 V_{d2} 和 V_{d3} 的作用时间对开关周期的占空比， d_0 为零矢量 V_{d0} 的作用时间的占空比。这是一种开关矢量对称排列的方案，只添加了一种零矢量。这种方式的特点是在一个工频周期内，对于 A、B 和 C 桥臂而言，每个开关管都有 1/3 的时间不动作，开关损耗小。

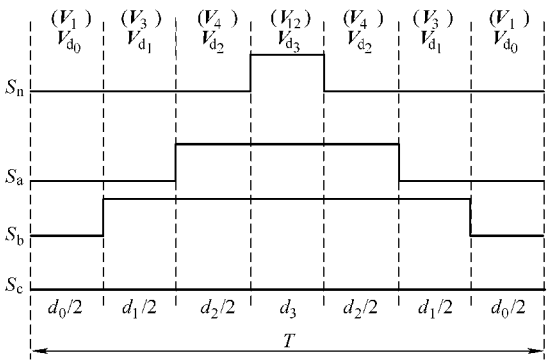


图 5-44 开关矢量的作用顺序 (RP=23)

在图 5-44 中，给出了在 $RP=23$ 的四面体区域中，3 个非零矢量实现的开关动作顺序及作用时间 d_1 、 d_2 、 d_3 和 d_0 。在不同的四面体中，也就是对应不同的 RP，需要应用不同的非零矢量，开关动作的顺序和作用时间各不相同。为了得到各个桥臂开关的占空比，首先要计算出不同的 RP 所对应的 3 个非零矢量的作用时间及零矢量作用时间。依照伏秒平衡原则有，参考电压矢量 V_{ref} 可以表示为

$$V_{ref} = V_{d1} \cdot d_1 + V_{d2} \cdot d_2 + V_{d3} \cdot d_3 \tag{5-59}$$

零矢量作用时间：

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2 - d_3 \quad (5-60)$$

式 (5-59) 和式 (5-60) 可以表示为 $d_1 + d_2 + d_3 + d_0 = 1$, 则有:

$$\mathbf{V}_{\text{ref}} = \mathbf{M}_d \mathbf{d} \quad (5-61)$$

$$\text{式中, } \mathbf{V}_{\text{ref}} = \begin{bmatrix} V_{a\_ \text{ref}} \\ V_{b\_ \text{ref}} \\ V_{c\_ \text{ref}} \end{bmatrix}, \mathbf{M}_d = \begin{bmatrix} V_{d_1} & V_{d_2} & V_{d_3} & V_{d_0} \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}.$$

由式 (5-57) 可以计算出非零矢量的作用时间:

$$\mathbf{d} = \mathbf{M}_d^{-1} \mathbf{V}_{\text{ref}} \quad (5-62)$$

表 5-8 列出了与 24 个四面体对应的转换矩阵 $\mathbf{M}_d$ 和 $\mathbf{M}_d^{-1}$ 。从表中可以看出, 矩阵 $\mathbf{M}_d$ 的元素只是 0、1 或 -1, 表达式非常简洁。同样 $\mathbf{M}_d^{-1}$ 的元素也全部是 0、1 或 -1。因此, 式 (5-62) 实际上只是一些加减法运算, 非常简单。

非零矢量的占空比 d_1 、 d_2 、 d_3 确定后, 零矢量的占空比 d_0 由式 (5-63) 计算:

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2 - d_3 \quad (5-63)$$

3) 开关管导通时间占空比的计算

因为逆变器的输出电压最终是由开关管的导通关断实现的, 求出开关矢量的占空比后, 还需要确定每个桥臂开关管的占空比。将 A、B、C 和 N 4 个桥臂的上管导通时间对开关周期的占空比分别记为 d_a 、 d_b 、 d_c 和 d_n 。例如, 以图 5-43 所示的 $\text{RP} = 23$ 时的开关顺序确定开关的占空比, 可以很容易地看出:

$$\begin{cases} d_n = d_3 \\ d_a = d_2 + d_3 \\ d_b = d_1 + d_2 + d_3 \\ d_c = 0 \end{cases} \quad (5-64)$$

式 (5-64) 可以写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} d_n \\ d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \mathbf{S}_d \cdot \mathbf{d} \quad (5-65)$$

$$\text{式中, } \mathbf{S}_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

实际上, $\mathbf{S}_d$ 是由非零矢量对应的开关函数状态构成的, 对于 $\text{RP} = 23$, $\mathbf{S}_d = [\mathbf{S}_3 \quad \mathbf{S}_4 \quad \mathbf{S}_{12}]$ 。不同的 RP, 变换阵 $\mathbf{S}_d$ 也不同, 也就是说, 一共有 24 个不同的变换阵 $\mathbf{S}_d$, 见表 5-9。得到了每个桥臂开关管的占空比 d_a 、 d_b 、 d_c 和 d_n 后, 就可以通过微处理器发出对应的 PWM 波形信号。

表 5-8 用于计算非零矢量作用时间的转换矩阵 M_d 和 M_d^{-1}

RP	$V_{d_1}, V_{d_2}, V_{d_3}$	M_d	M_d^{-1}	RP	$V_{d_1}, V_{d_2}, V_{d_3}$	M_d	M_d^{-1}
1	V_9, V_{10}, V_{12}	$\begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	41	V_9, V_{13}, V_{14}	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$
5	V_2, V_{10}, V_{12}	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	42	V_5, V_{13}, V_{14}	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$
7	V_2, V_4, V_{12}	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	46	V_5, V_6, V_{14}	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
8	V_2, V_4, V_8	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	48	V_5, V_6, V_8	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
9	V_9, V_{10}, V_{14}	$\begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	49	V_9, V_{11}, V_{15}	$\begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
13	V_2, V_{10}, V_{14}	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	51	V_3, V_{11}, V_{15}	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
14	V_2, V_6, V_{14}	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	52	V_3, V_7, V_{15}	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
16	V_2, V_6, V_8	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	56	V_3, V_7, V_8	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
17	V_9, V_{11}, V_{12}	$\begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	57	V_9, V_{13}, V_{15}	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$
19	V_3, V_{11}, V_{12}	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	58	V_5, V_{13}, V_{15}	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$
23	V_3, V_4, V_{12}	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	60	V_5, V_7, V_{15}	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
24	V_3, V_4, V_8	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	64	V_5, V_7, V_8	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

表 5-9 开关管占空比计算矩阵 S_d

RP	S_d	RP	S_d	RP	S_d	RP	S_d
1	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	14	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	41	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	52	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	16	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	42	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	56	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
7	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	17	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	46	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	57	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
8	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	19	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	48	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	58	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
9	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	23	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	49	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	60	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
13	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	24	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	51	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	64	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

5.7.3 分裂电容三相四线制逆变器的 3D SVM

3D SVM 方法除了应用于三相四桥臂变换器以外，也可应用于采用分裂电容的三相四线变换器。分裂电容三相四线变换器有需要较大直流电容的缺点，但其拓扑简单，控制相对容易，使得这种拓扑仍然得到关注，特别在低成本、低功率的应用中。然而，由于分裂电容将中线电压嵌位于 $U_d/2$ ，使得三相四线变换器实际上成为 3 个独立的半桥变换器，采用 SVM 直流电压利用率高的优点不复存在。此外，在分裂电容三相四线变换器中，由于中线与分裂电容中点相连接，流过中线的零序电流将对电容进行充放电从而引起中点电压的浮动。在中点电压发生变化的情况下，开关矢量的长度也将改变。

分裂电容三相四线逆变器的拓扑如图 5-45 所示。

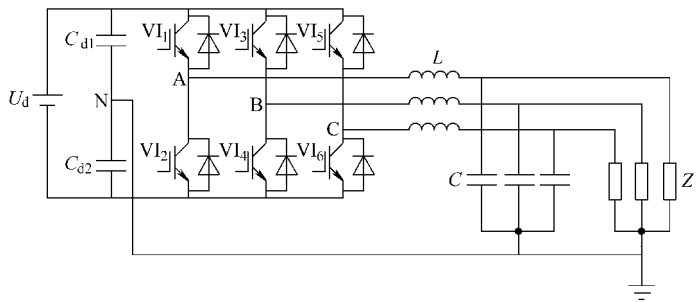


图 5-45 分裂电容三相四线逆变器

定义桥臂输出电压：

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a - u_n \\ u_b - u_n \\ u_c - u_n \end{bmatrix}$$

(5-66)

与传统的三相三桥臂变换器相同，忽略开关管死区的影响时，分裂电容三相四线变换器有 8 种开关组合。然而，由于分裂电容提供了中点电压，使得 3 个桥臂的电压可以独立控制。从而可将三相输出电压扩展到三维空间。

表 5-10 为在 abc 坐标系下的 8 种开关组合的桥臂输出电压及对应的开关矢量。为了简单起见，所有电压均以母线电压 U_{dc} 进行归一化表示。

表 5-10 桥臂输出电压及对应的开关矢量

状态	s_a	s_b	s_c	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}	矢量
1	0	0	0	$-\varepsilon$	$-\varepsilon$	$-\varepsilon$	V_0
2	0	0	1	$-\varepsilon$	$-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	V_1
3	0	1	0	$-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	$-\varepsilon$	V_2
4	0	1	1	$-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	V_3
5	1	0	0	$1-\varepsilon$	$-\varepsilon$	$-\varepsilon$	V_4
6	1	0	1	$1-\varepsilon$	$-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	V_5
7	1	1	0	$1-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	$-\varepsilon$	V_6
8	1	1	1	$1-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	$1-\varepsilon$	V_7

考虑到分裂电容中点电压的变化，定义

$$u_n = \varepsilon$$

(5-67)

式中， $0 \leq \varepsilon \leq 1$ 。

当 $\varepsilon=0.5$ ，即忽略中点电压变化时，将表 5-10 中的开关矢量在三维空间中表示，如图 5-45 所示。

从图 5-45 中可以看出，所有的 8 个开关矢量都分布在立方体的顶点上，并且具有

相同的幅值。需要注意的是与三相四桥臂变换器 3D SVM 不同, 图中的零矢量 V_0 和 V_7 的幅值并不为零, 而是与其他开关矢量一起参与空间参考矢量的合成。在 abc 坐标系下, 围成立方体的 6 个平面的表达式非常简单:

$$\begin{cases} 2|u_a| = 1 \\ 2|u_b| = 1 \\ 2|u_c| = 1 \end{cases} \quad (5-68)$$

从式 (5-66) 中可以看出, 所有的平面都与坐标轴平行。

与常规 SVM 相似, 参考矢量 V_{ref} 的合成可分为 3 个步骤, 即

1) 选择用于合成参考矢量的相邻开关矢量。

2) 将参考矢量投影到开关矢量上, 计算开关矢量作用时间。

3) 选择开关矢量作用顺序。

首先, 为了选择相邻开关矢量, 将图 5-46 所示的控制区域划分为 6 个四面体, 如图 5-47 所示。

6 个四面体由 3 个平面所分割, 这 3 个平面的方程为

$$\begin{aligned} u_a - u_n &= 0 \\ u_b - u_n &= 0 \\ u_c - u_n &= 0 \end{aligned} \quad (5-69)$$

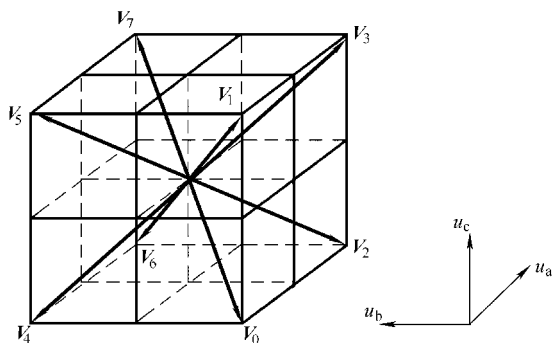


图 5-46 abc 坐标系下的开关矢量, $\varepsilon = 0.5$

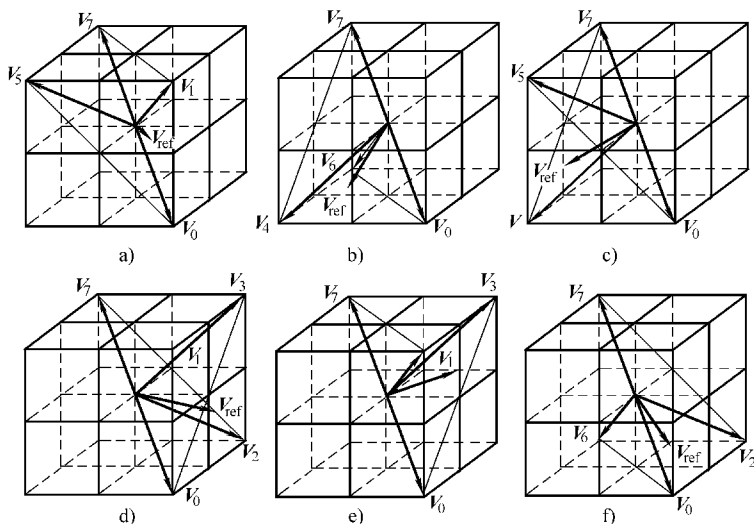


图 5-47 确定相邻开关矢量

- a) $RP = 1; u_c > u_b > u_a$ b) $RP = 2; u_b > u_a > u_c$ c) $RP = 3; u_b > u_c > u_a$
d) $RP = 4; u_a > u_c > u_b$ e) $RP = 5; u_c > u_a > u_b$ f) $RP = 6; u_a > u_b > u_c$

定义 3 个索引值 $C_i (i=1, 2, 3)$ 来表示参考矢量与分割面的相对位置：

$$\begin{cases} C_1 = \text{sign}(u_{\text{aref}} - u_{\text{bref}}) \\ C_2 = \text{sign}(u_{\text{bref}} - u_{\text{cref}}) \\ C_3 = \text{sign}(u_{\text{cref}} - u_{\text{aref}}) \end{cases} \quad (5-70)$$

其中, u_{aref} 、 u_{bref} 和 u_{cref} 为参考电压在 abc 坐标轴上的分量。 $\text{Sign}(x)$ 为符号函数, $x \geq 0$ 时, $\text{Sign}(x) = 1$; $x < 0$ 时, $\text{Sign}(x) = 0$ 。

定义区域指针 RP 表示参考矢量所在四面体, 令:

$$\text{RP} = 4C_1 + 2C_2 + C_3 \quad (5-71)$$

以图 5-46 为例, 此时参考矢量位于由开关矢量 V_0 、 V_4 、 V_6 和 V_7 构成的四面体内, $C_1 < 0$, $C_2 > 0$, $C_3 < 0$, 则因此 $\text{RP} = 2$ 。RP 及其对应的组成四面体的开关矢量如设合成参考矢量 V_{ref} 的 4 个开关矢量 V_{d_1} 、 V_{d_2} 、 V_{d_3} 和 V_{d_4} (见表 5-11) 的作用时间分别为 d_1 、 d_2 、 d_3 和 d_4 , 则:

$$V_{\text{ref}} = d_1 V_{d_1} + d_2 V_{d_2} + d_3 V_{d_3} + d_4 V_{d_4} \quad (5-72)$$

又

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = 1 \quad (5-73)$$

令

$$M_d = \begin{bmatrix} V_{d_1} & V_{d_2} & V_{d_3} & V_{d_4} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-74)$$

由式 (5-72) 和式 (5-73) 可以解得开关矢量的作用时间:

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} = M_d^{-1} \begin{bmatrix} V_{\text{ref}} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5-75)$$

可以看出, 组成四面体的每组开关矢量都包含两个零矢量和两个非零矢量。在传统的 2D SVM 或 3D SVM 中, 可以选择不同的零矢量的添加策略, 如单一零矢量策略或交替零矢量策略。然而, 在分裂电容三相四线 3D SVM 中, 由于零矢量的幅值并不为零, 因此必须同时考虑两个零矢量在合成参考矢量中所占的成分。

表 5-11 区域指针 RP 与组成四面体的开关矢量

RP	V_{d_1}	V_{d_2}	V_{d_3}	V_{d_4}
1	V_0	V_1	V_5	V_7
2	V_0	V_4	V_6	V_7
3	V_0	V_4	V_5	V_7
4	V_0	V_2	V_3	V_7
5	V_0	V_1	V_3	V_7
6	V_0	V_2	V_6	V_7

第 6 章 逆变器控制技术

同样拓扑的逆变器，由于控制结构的不同而可以实现迥异的功能，也可以在同一功能中因调节器设计不同而体现不同的静态特性和动态特性。无源逆变是逆变器的基本功能，近年来随着分布式发电及微电网技术的发展，并网逆变的应用越来越广泛，在这个领域对控制提出了更多的要求。本章结合对逆变器数学模型的分析，重点分析逆变器的控制结构与调节器设计。

6.1 逆变器数学模型

6.1.1 单相逆变器数学模型

单相电压型 PWM 逆变器的等效电路如图 6-1 所示。图中 L 为输出滤波电感， C 为滤波电容， R_L 为包括了线路电阻、开关器件压降和死区效应等损耗的等效电阻。直流电压源 E 通过功率开关器件在每个开关周期内开通和关断一次，向负载提供交流电。电压 u_i 为逆变器输出电压。电压 u_i 可以取 3 个值： $+E$ 、 0 或 $-E$ ，因此 u_i 是幅值为 $+E$ 或 $-E$ 的电压脉冲序列。电流 i_0 代表负载电流。

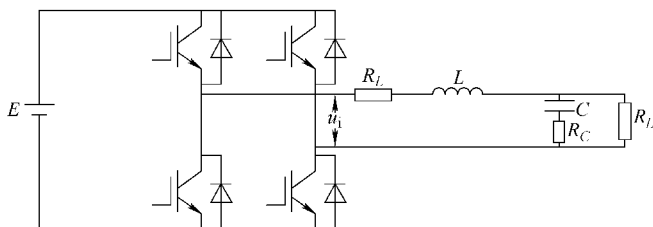


图 6-1 单相电压型 PWM 逆变器等效电路

单相电压型 PWM 逆变器的状态模型电路如图 6-2 所示。基于基尔霍夫电压定律和电流定律，逆变器的平均信号模型的约束关系为

$$i_c = i_L - i_o \quad (6-1)$$

$$u_i = u_L + u_o + R_L i_L \quad (6-2)$$

式中 $i_c = C \frac{du_c}{dt}$;

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}。$$

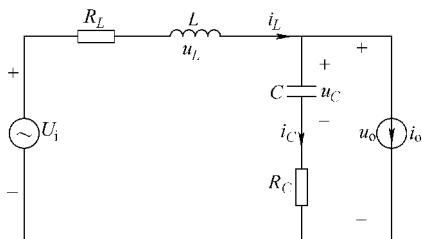


图 6-2 单相电压型 PWM 逆变器的状态模型电路

逆变器输出电压

$$u_c + R_c i_c = u_o \quad (6-3)$$

输出电压可以表示为

$$u_o(s) = \frac{R_c Cs + 1}{LCs^2 + (R_c + R_L)Cs + 1} u_i(s) - \frac{(Ls + R_L)(R_c Cs + 1)}{LCs^2 + (R_c + R_L)Cs + 1} i_o(s) \quad (6-4)$$

单相电压型 PWM 逆变器的等效结构框图如图 6-3 所示, 从图中可以看出各变量之间的内在联系。

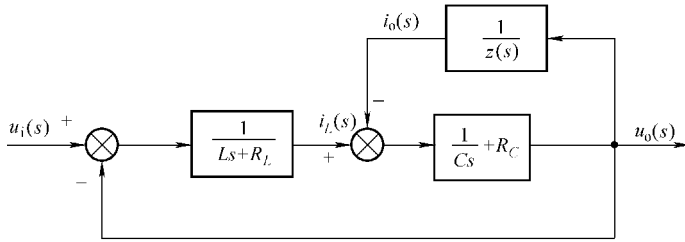


图 6-3 单相电压型 PWM 逆变器的等效结构框图

当系统工作于常规单极性调制或双极性调制状态下, 平均信号 u_i 表示为

$$u_i = du_{dc} \quad (6-5)$$

式中 d ——平均占空比;

u_{dc} ——直流母线电压, 即电压源 E 。

倍频调制模式下, 假设前后桥臂的平均控制信号为 d_1 、 d_2 , 则 u_i 表示为

$$u_i = \left(\frac{1}{2} + d_1\right)u_{dc} - \left(\frac{1}{2} + d_2\right)u_{dc} = (d_1 - d_2)u_{dc} = du_{dc} \quad (6-6)$$

输出电压与直接控制量 PWM 占空比的关系为

$$u_o(s) = \frac{(R_c Cs + 1)u_{dc}}{LCs^2 + (R_L + R_c)Cs + 1} d(s) - \frac{(Ls + R_L)(R_c Cs + 1)}{LCs^2 + (R_L + R_c)Cs + 1} i_o(s) \quad (6-7)$$

逆变器状态方程为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R_c + R_L}{L} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{R_c}{L} \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (6-8)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} = [1 \quad 0] \mathbf{x} \quad (6-9)$$

式中 $\mathbf{x} = [u_c \quad i_L]^T$;

$\mathbf{u} = [u_i \quad i_o]^T$;

$\mathbf{y} = u_c$ 。

6.1.2 三相变换器基本数学模型

接下来分析三相变换器的数学模型，首先建立在三相静止坐标系中逆变器（见图 6-4）的状态空间表达式为

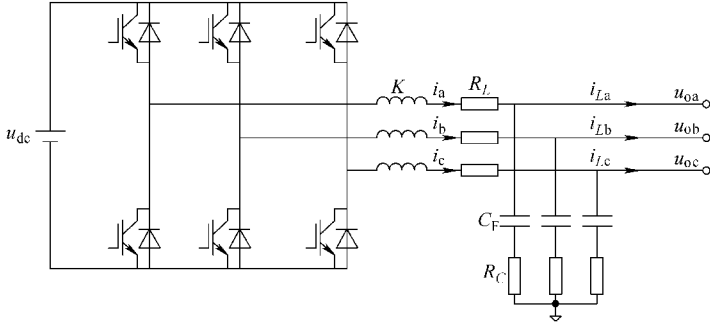


图 6-4 三相逆变器主电路拓扑结构

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{u}_{oa} \\ \dot{u}_{ob} \\ \dot{u}_{oc} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} \quad (6-10)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_F} - \frac{R_C R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_C}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_F} - \frac{R_C R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_C}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_F} - \frac{R_C R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_C}{L} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2u_{dc}}{3L} & \frac{-u_{dc}}{3L} & \frac{-u_{dc}}{3L} \\ \frac{-u_{dc}}{3L} & \frac{2u_{dc}}{3L} & \frac{-u_{dc}}{3L} \\ \frac{-u_{dc}}{3L} & \frac{-u_{dc}}{3L} & \frac{2u_{dc}}{3L} \\ \frac{2R_C u_{dc}}{3L} & \frac{-R_C u_{dc}}{3L} & \frac{-R_C u_{dc}}{3L} \\ \frac{-R_C u_{dc}}{3L} & \frac{2R_C u_{dc}}{3L} & \frac{-R_C u_{dc}}{3L} \\ \frac{-R_C u_{dc}}{3L} & \frac{-R_C u_{dc}}{3L} & \frac{2R_C u_{dc}}{3L} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式中 i_a 、 i_b 、 i_c ——电感电流；

u_{oa} 、 u_{ob} 、 u_{oc} ——逆变器输出三相电压；

s_a 、 s_b 、 s_c ——三相桥臂开关信号。

为了便于整体系统的建模分析，我们用开关信号的低频平均值 $\bar{s}_a$ 、 $\bar{s}_b$ 、 $\bar{s}_c$ 来代替上式中的开关信号，就可以得到逆变器的低频数学模型。调节器输出的调制信号经调制后得到开关信号，为了使控制对象能够包括调制环节的特性，可以将调制过程用下式来表示（假设采用 SPWM 控制方式，载波为幅值在 1 ~ -1 间的三角波）：

$$\bar{s}_k = \frac{1}{2}(d_k + 1) \quad (k = a, b, c) \quad (6-11)$$

式中 d_k ——调节器输出的调制信号。

将式 (6-12) 代入式 (6-11) 就可以得到以 d_a 、 d_b 、 d_c 为输入量，逆变器输出电压为输出量的模型状态空间表达式为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{u}_{oa} \\ \dot{u}_{ob} \\ \dot{u}_{oc} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (6-12)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_F} - \frac{R_C R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_C}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_F} - \frac{R_C R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_C}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_F} - \frac{R_C R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_C}{L} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}}{3L} & -\frac{u_{dc}}{6L} & -\frac{u_{dc}}{6L} \\ -\frac{u_{dc}}{6L} & \frac{u_{dc}}{3L} & -\frac{u_{dc}}{6L} \\ -\frac{u_{dc}}{6L} & -\frac{u_{dc}}{6L} & \frac{u_{dc}}{3L} \\ \frac{R_C u_{dc}}{3L} & -\frac{R_C u_{dc}}{6L} & -\frac{R_C u_{dc}}{6L} \\ -\frac{R_C u_{dc}}{6L} & \frac{R_C u_{dc}}{3L} & -\frac{R_C u_{dc}}{6L} \\ -\frac{R_C u_{dc}}{6L} & -\frac{R_C u_{dc}}{6L} & \frac{R_C u_{dc}}{3L} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}^T$$

上面的模型包含了调制环节，设计控制器的输出可以直接作为此模型的输入信号。通过下式：

$$\mathbf{G} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (6-13)$$

即可得到以调制信号 d_a 、 d_b 、 d_c 为输入量，逆变器输出电压为输出量的传递函数矩阵为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{3[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & \frac{-u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{6[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & \frac{-u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{6[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} \\ \frac{-u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{6[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{3[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & \frac{-u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{6[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} \\ \frac{-u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{6[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & \frac{-u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{6[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{3[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} \end{bmatrix}$$

$$(6-14)$$

在三相对称的情况下，有

$$G = \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{2[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{2[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{2[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} \end{bmatrix} \quad (6-15)$$

6.1.3 三相逆变器解耦模型

引入如下三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换关系式：

$$\begin{aligned} x_a &= x_\alpha \\ x_b &= \frac{-x_\alpha + x_\beta \sqrt{3}}{2} \\ x_c &= \frac{-x_\alpha + x_\beta \cdot \sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (6-16)$$

将式 (6-16) 代入式 (6-12)，即可得到在两相静止坐标系下控制对象的状态空间表达式如下：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{u}_{o\alpha} \\ \dot{u}_{o\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{L - C_F R_C R_L}{CL} & 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{L - C_F R_C R_L}{C_F L} & 0 & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ u_{o\alpha} \\ u_{o\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc}}{2L} \\ \frac{u_{dc} R_C}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc} R_C}{2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} \quad (6-17)$$

$$\begin{bmatrix} u_{o\alpha} \\ u_{o\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ u_{o\alpha} \\ u_{o\beta} \end{bmatrix}$$

通过式 (6-17) 即可得到从调制信号 d_α 、 d_β 到输出电压 $u_{o\alpha}$ 、 $u_{o\beta}$ 的传递函数矩阵为

$$G = \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{2[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc}(C_F R_C s + 1)}{2[C_F L s^2 + C_F(R_C + R_L)s + 1]} \end{bmatrix} \quad (6-18)$$

从上面的传递函数矩阵可以看到, α 轴和 β 轴已经完全解耦, 各自等效为完全一致的单相半桥式逆变器。图 6-5 为 α 轴等效单相半桥逆变器的结构框图。

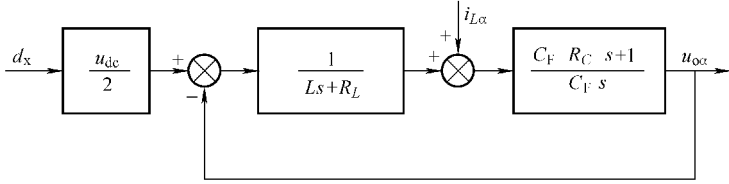


图 6-5 α 轴等效单相半桥逆变器结构框图

从上面的分析可以看到: ①在两相静止坐标系下, 三相逆变器是完全解耦的, 可等效为两个单相半桥逆变器。这种解耦方式简单, 实现起来也很容易。②该模型与单相逆变器模型相同, 因此单相逆变器的分析与设计方法可以借鉴到三相变换器的控制中来。

6.1.4 三相逆变器在两相旋转坐标系中的模型

引入如下两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换关系式:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= x_d \cos \omega t - x_q \sin \omega t \\ x_\beta &= x_d \sin \omega t + x_q \cos \omega t \end{aligned} \quad (6-19)$$

将式 (6-19) 代入式 (6-17), 得到在两相静止坐标系下控制对象的状态空间表达式如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{u}_{od} \\ \dot{u}_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega & -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{L - C_F R_C R_L}{C_F L} & 0 & -\frac{R_C}{L} & \omega \\ 0 & \frac{L - C_F R_C R_L}{C_F L} & -\omega & -\frac{R_C}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc}}{2L} \\ \frac{u_{dc} R_C}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc} R_C}{2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (6-20)$$

$$\begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix}$$

通过式 (6-20) 即可得到从调制信号 d_d 、 d_q 到输出电压 u_{od} 、 u_{oq} 的传递函数矩阵。由于表达式过于复杂, 将其以结构框图形式表示, 如图 6-6 所示。

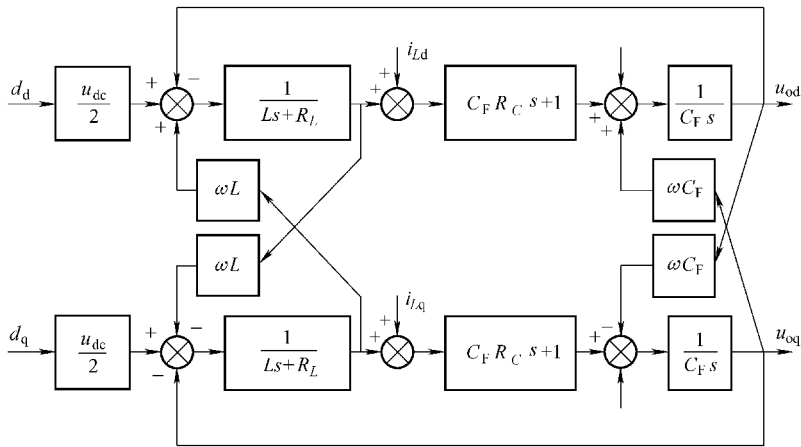


图 6-6 两相旋转坐标系下三相半桥逆变器的结构框图

6.2 逆变系统控制分析

6.2.1 无源逆变器控制结构

在某些场合，如只有蓄电池、太阳电池这类直流电源向交流负载供电时，就需要无源逆变器。另外，在许多场合下，电网提供的 50Hz 工频电源不能满足负载的特殊需要，例如感应加热需要中频甚至高频的交流电源，感应电动机变频调速需要在一定范围内可以任意变频、变压的交流电源等。如果将工频交流电变成直流电，再经逆变器逆变成所需频率和电压的交流电，这样的 DC/AC 逆变器输出的交流电与电网交流电无关，可以得到所需的任意频率和电压的交流电，单独向负载供电。

无源逆变器要为负载提供期望的电压波形，其电压单闭环控制系统结构如图 6-7 所示。在系统性能要求不高的场合，单闭环控制结构完全可以满足系统要求，其调节器设计可以选择零极点校正、最小拍、重复控制等方法。

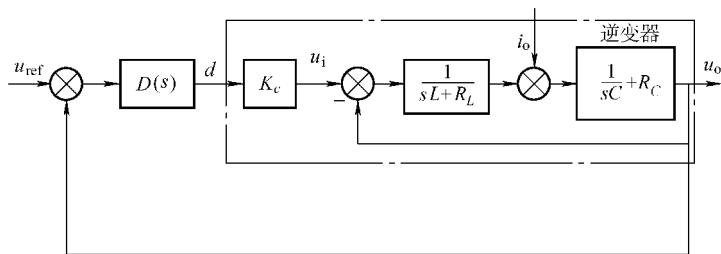


图 6-7 电压单闭环控制系统结构框图

双闭环控制也是一种常用的控制方案，如图 6-8 所示。双闭环控制工作原理：电压外环以理想的正弦波为参考电压，输出电压与参考电压比较后经 PI 调节作为电流内环的参考值，该电流参考值与反馈电流的误差经过 PI 调节器，输出与三角波比较，产生 PWM 驱动信号驱动逆变器。采用电感电流内环控制，一方面可以抑制系统过电流，增强系统安全性，另一方面也可以通过电流的有效控制使得系统模型简化，易于电压外环的控制。

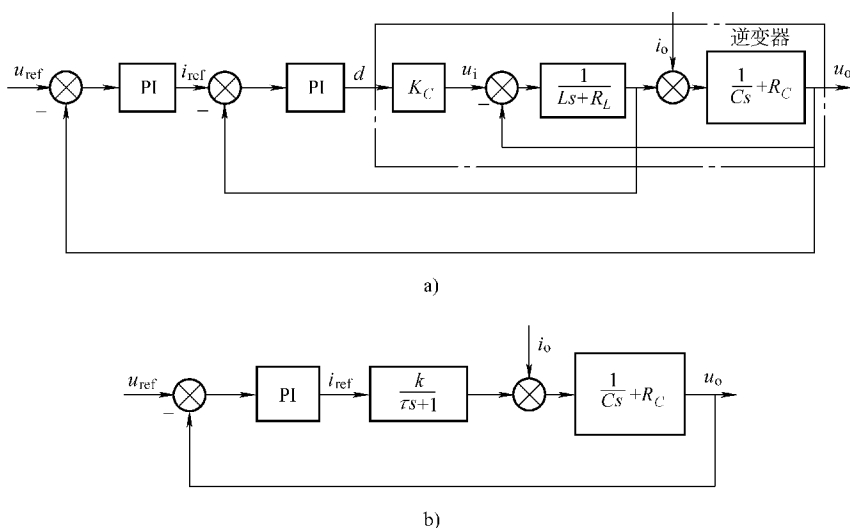


图 6-8 双闭环系统控制结构框图

另外，还有一些方案采用了其他多环路的控制方案，如采用输出电流前馈（见图 6-9）、电容电流前馈、电压给定前馈（见图 6-10）、电流环电压解耦等。采用负载电流前馈的原因是负载电流 i_o 作为逆变器的外部扰动信号，处在电感电流环之外，不能很好地抑制负载扰动，动态性能不够理想，为改善抗负载扰动性能，电流内环引入负载电流前馈。电容电流瞬时控制，使得输出电压 u_o 因 i_c 的微分作用而提前得到校正，带负载能力更强。

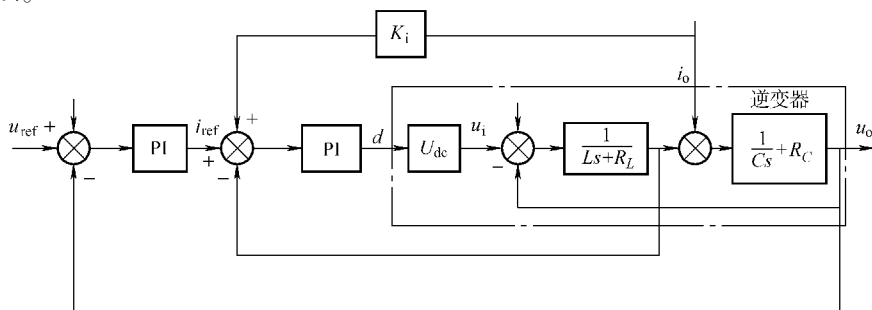


图 6-9 带输出电流前馈的双闭环系统控制结构框图

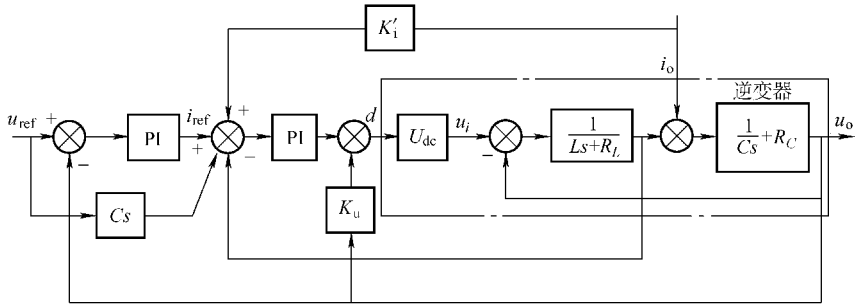


图 6-10 带电压给定前馈的双闭环系统控制结构框图

6.2.2 并网逆变控制结构与控制分析

应用逆变器实现有源逆变时，逆变器输出端同交流电网直接连接在一起，逆变器无法改变电网电压，但可以通过电流控制实现功率的传递，通过并网逆变从而完成直流电至交流电间的变换。逆变器输出的电压大小和频率就是电网电压大小和频率，不能任意改变，但逆变器与电网之间较大的线路阻抗或外加的阻抗，则可以通过逆变器电压控制完成并网。

并网有源逆变实现时的主要考虑是能量的传递，控制能量向网侧传递。因此在最终用户实现上，通常可以分为能量控制环与并网逆变控制环，对比这两个环路，能量控制环为外环，并网逆变控制环为内环。从外环上分析，分为直流电压控制和交流侧功率控制两种，如图 6-11 所示。出现较早的回馈制动等逆变形式所实现的结构就是以直流电压控制外环的。而目前研究、应用广泛的可再生能源并网逆变则需要功率外环控制，对这一实现，本节将做重点的阐述。

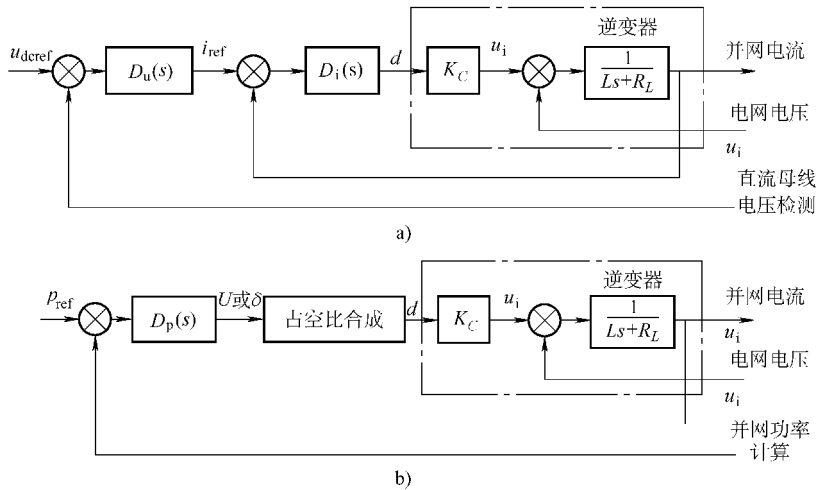


图 6-11 直接并网逆变结构

a) 直流母线电压控制有源逆变 b) 并网功率控制有源逆变

逆变器通过电感间接接入电网构成了间接并网控制。该电感可以是附加电感，也可以是线路阻抗，这种逆变器称为 *LCL* 滤波并网逆变器。其内环控制可以分为传输线电流控制、逆变器滤波电感电流控制和逆变器输出电压控制，这里将逆变器与电网的连接阻抗没有看作是逆变器的组成部分。该方式主要应用于分布式系统能量控制中，逆变器可以将太阳能、风能、燃料电池等能量送入电网中，当分布式能源要求并入电网的功率已知时，可以根据电网情况求出其期望电流或期望电压值，从而采用电流型并网模式或电压型并网模式进行控制。对于分布式供电逆变电源，当采用电压型并网控制方案时，独立运行与并网运行可以工作于相同的控制模式，而电流型逆变器对于并网运行的控制简单易行，如果不考虑传输线阻抗的影响，功率分析很简单。但需指出的是，电流型并网方式难以为常规本地负载进行独立供电，在公共电网故障状况下，如需为本地负载供电，则需转换至电压控制模式，如图 6-12 所示。

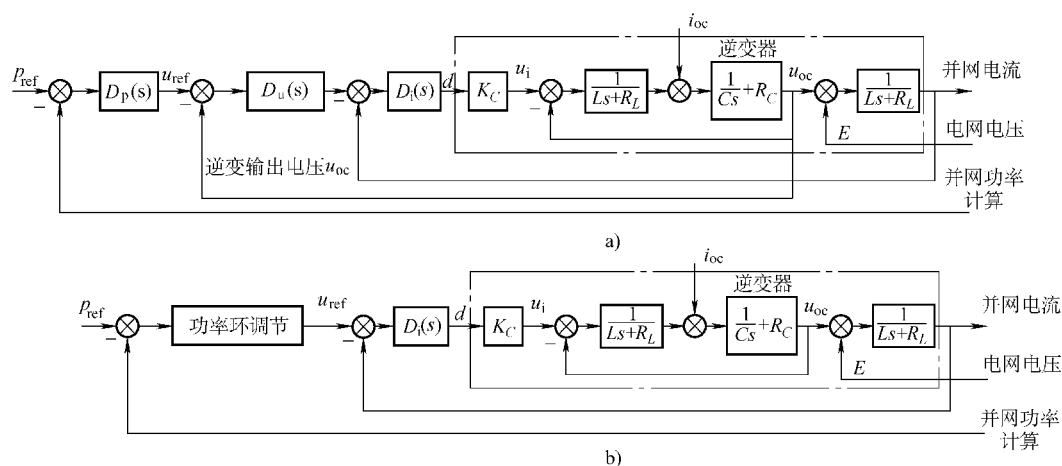


图 6-12 有源逆变结构

a) 功率环 + 电压环 + 电流环并网结构 b) 功率环 + 电流环并网结构

微电网中，逆变器与分布式能源结合在一起，作为分布式能源的接口，此时变换器的控制应该满足分布式电网的要求。其具体在控制上，应具有的环节是：电流/电压内环控制回路、有功功率和无功功率外环控制回路、DG 和电网的同步控制、保护功能及故障短路电流抑制功能。不能满足并网规范的逆变器在电力系统中只能被看做是一个负载，而不是微电源。

图 6-13a 为电流/电压内环控制电路。电压环是用来控制 DG 的输出电压，并提供电流指令，而电流环提供 PWM 控制信号。通过电压前馈降低内环反馈增益 K_i 和 K_u ，提高电网稳定性。图 6-13b 是 DG_1 和 DG_2 的有功功率 - 频率的下垂特性，以此来保证有功功率的平衡和均载。下垂特性应由 DG_1 和 DG_2 的功率分配及额定功率的大小而定。无功功率也应有类似的下垂特性，以保证无功的分配和均衡。这种下垂特性的实现分别是由频率及电压来控制的，在正常连网运行中，特别是弱电网的情况下，与系统同步是

一项关键技术。这种同步控制功能可以附加在有功和无功控制环里,也可由专门的同步电路完成,如图 6-13c、d 所示。功率环的总体结构如图 6-13e 所示。

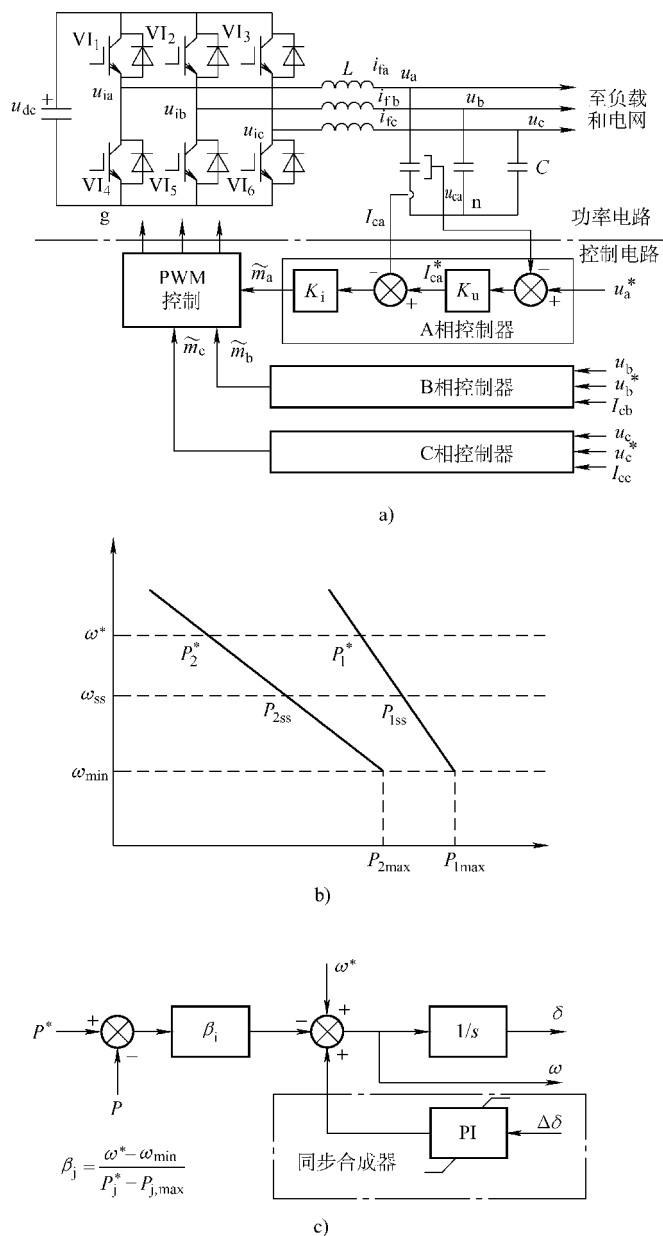
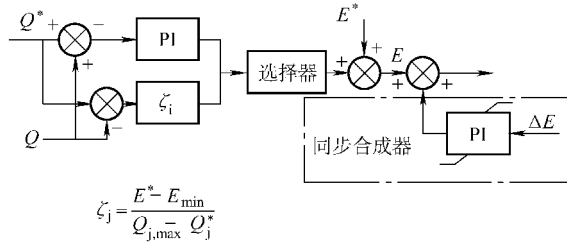
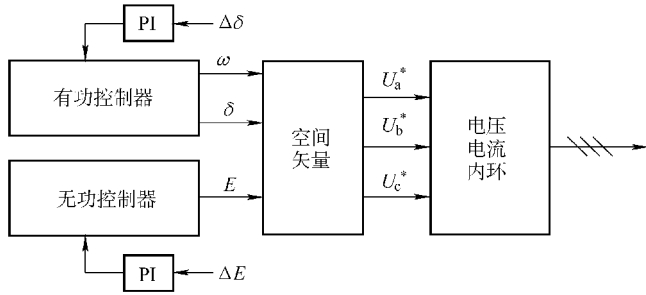


图 6-13 微电网中三相逆变器并网结构

a) 电压电流内环控制电路 b) 下垂控制特性曲线 c) 有功功率与同步控制



d)



e)

图 6-13 微电网中三相逆变器并网结构 (续)

d) 无功功率与同步控制 e) 功率环总体结构

上面的控制结构中, 逆变器除功率环外, 采用了电压型输出控制。下面对比电压型输出和电流型输出, 并对电压型控制的下垂控制结合线路阻抗特性进行分析。因考虑了传输线, 以下的分析方案均具有逆变器 LCL 并网控制的形式。

方案一为对传输线电感电流进行控制。根据需要给定并网电流的幅值、相位, 调节并网功率。图 6-14 给出了控制系统框图及等效电路。

基于滤波电感电流控制策略是逆变器直接电流控制, 如图 6-15 所示。输送到电网的有功和无功功率是由逆变器滤波电感 L_1 电流的幅值与相位决定的, 通过控制 L_1 电流的幅值与相位, 即可控制逆变器输送给电网的有功功率和无功功率。其输出功率为

$$P = 3 \left(\frac{EI_s}{\omega CZ} \cos(\theta + 90^\circ - \delta) - \frac{E^2}{Z} \cos\theta \right) \quad (6-21)$$

$$Q = 3 \left(\frac{EI_s}{\omega CZ} \sin(\theta + 90^\circ - \delta) - \frac{E^2}{Z} \sin\theta \right) \quad (6-22)$$

式中 Z —— L_1 之后、电网连接点之前的等效传输阻抗

$$Z = \sqrt{R_2^2 + X^2} \quad X = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C}$$

$$\theta = \arctan \frac{X}{R_2} \quad (6-23)$$

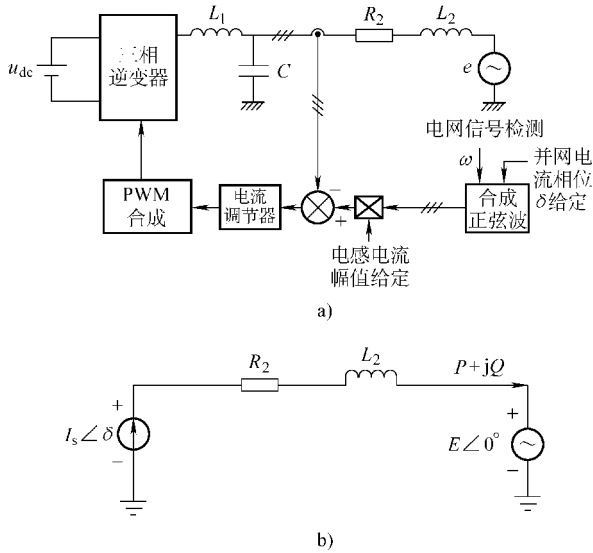


图 6-14 对电感 L_2 电流进行控制的并网逆变器的框图及等效电路
a) 控制系统框图 b) 等效单相电路

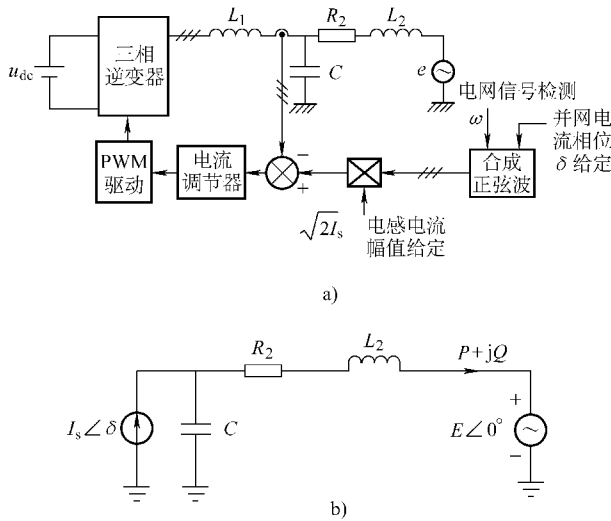


图 6-15 对滤波电感电流进行控制的并网逆变器框图和等效电路
a) 控制系统框图 b) 等效单相电路

电压型控制对逆变器输出通过 LC 滤波后的电压进行控制，其控制框图与等效电路如图 6-16 所示，也可以采用电压电流双闭环的模式，加入电流内环，以提高控制可靠性。

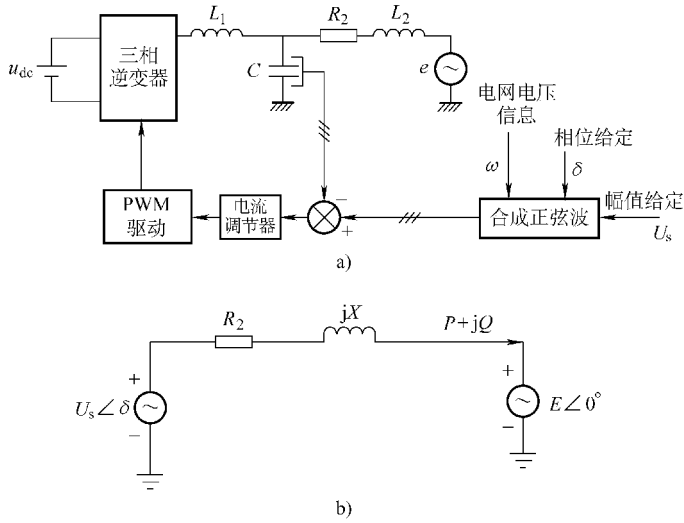


图 6-16 控制框图与等效电路

a) 控制系统框图 b) 等效单相电路

逆变器输送到电网的功率为

$$\begin{aligned}\bar{S} &= P + jQ = 3\dot{U}\dot{I}^* = 3E \left(\frac{U_s \angle \delta - E \angle 0}{R_2 + jX} \right)^* \\ &= 3 \left(\frac{EU_s}{Z} \cos(\theta - \delta) - \frac{E^2}{Z} \cos\theta \right) + j3 \left(\frac{EU_s}{Z} \sin(\theta - \delta) - \frac{E^2}{Z} \sin\theta \right)\end{aligned}\quad (6-24)$$

式中 Z ——滤波电容 C 之后、电网连接点之前的等效传输阻抗。

$$Z = \sqrt{R_2^2 + X^2}$$

$$X = \omega L_2$$

$$\theta = \arctan(X/R_2) \quad (6-25)$$

因此输送给电网的有功和无功功率为

$$P = \frac{3EU_s}{Z} \cos(\theta - \delta) - \frac{3E^2}{Z} \cos\theta \quad (6-26)$$

$$Q = \frac{3EU_s}{Z} \sin(\theta - \delta) - \frac{3E^2}{Z} \sin\theta \quad (6-27)$$

通过控制逆变器输出电压的幅值与相位即可控制逆变器输送给电网的有功功率和无功功率。下面具体讨论基于电压型的并网功率调节技术。在分布式发电系统中，各微能源及其与负载之间往往无通信联系，因此其功率外环要承担保证微能源间无调度功率均分的功能，下垂控制是常用的方法。分布式系统中供电单元多实现有功功率——频率的下垂特性，以此来保证有功功率的平衡和均载。下垂特性应由下垂系数及额定功率的大小而定。下面的分析基于单相等效电路。在单相等效电路中，功率表达式可以描述为

$$P = \frac{E}{R_2^2 + X^2} [R_2(U_s \cos \delta - E) + XU_s \sin \delta] \quad (6-28)$$

$$Q = \frac{E}{R_2^2 + X^2} [X(U_s \cos \delta - E) - R_2 U_s \sin \delta] \quad (6-29)$$

解得

$$U_s \sin \delta = \frac{XP - R_2 Q}{E} \quad (6-30)$$

$$U_s \cos \delta - E = \frac{R_2 P + XQ}{E} \quad (6-31)$$

情况 1: 当线路阻抗 $X \gg R_2$ 。

这种情况下, 意味着 R_2 可以被忽略掉。如果功率角 δ 很小, 那么 $\sin \delta \approx \delta$, $\cos \delta \approx 1$ 。就变为

$$\delta \approx \frac{XP}{U_s E} \quad (6-32)$$

$$U_s - E \approx \frac{XQ}{E} \quad (6-33)$$

式 (6-32)、式 (6-33) 表明, 较小的功率角 δ 主要取决于有功功率 P , 电压差 ($U_s - E$) 主要取决于无功功率 Q 。换一个角度说, 可以通过单独调节功率角 δ 调节有功功率 P ; 通过单独调节电压幅值调节无功功率 Q 。而功率角 δ 本身又是与频率 f 有关的, 为角频率的积分, 因此也可以通过调节频率 f 来调节功率角 δ 进而调节有功功率 P 。以上叙述中, 关于调节有功功率 P 、无功功率 Q 的论述就是基于经典的频率、电压下垂控制策略。下面给出经典的下垂控制策略:

$$f - f_0 = -k_p (P - P_0) \quad (6-34)$$

$$U_s - U_{s0} = -k_q (Q - Q_0) \quad (6-35)$$

式中 f_0 和 U_{s0} ——额定频率和额定逆变器输出电压 (一般为电网电压);

P_0 和 Q_0 ——额定的有功功率和无功功率。经典的频率、电压下垂控制特性如图 6-17a 所示。

情况 2: 当线路阻抗 $R_2 \gg X$ 。

这种情况下意味着 X 可以被忽略掉。如果功率角 δ 很小, 那么 $\sin \delta \approx \delta$, $\cos \delta \approx 1$ 。式 (6-32)、式 (6-33) 就变为

$$\delta \approx \frac{-R_2 Q}{U_s E} \quad (6-36)$$

$$U_s - E \approx \frac{R_2 P}{E} \quad (6-37)$$

式 (6-36)、式 (6-37) 表明, 较小的功率角 δ 主要取决于无功功率 Q ; 电压差 ($U_s - E$) 主要取决于有功功率 P 。换一个角度说, 可以通过单独调节功率角 δ 调节无功功率 Q , 也即使可以通过调节频率 f 调节功率角 δ 进而调节无功 Q ; 通过单独调节电压幅值调节有功功率 P 。在这里, 经典的下垂控制策略已经不再适用了。

情况 3：当线路阻抗 R_2 与 X 接近。

这种情况下， R_2 与 X 的取值都要考虑，任何一者都无法被忽略。这就需要找到在 P 、 Q 、 U_s 、 δ 之间普遍存在的规律。而一旦找到这一规律，将使得情况 1 和情况 2 在该规律中成为特例。为实现这一目的，这里引入了一个正交线性旋转变换矩阵 T ，将有功功率 P 和无功功率 Q 修正为 P' 和 Q' ，即

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X}{Z} & -\frac{R_2}{Z} \\ \frac{R_2}{Z} & \frac{X}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (6-38)$$

有了式 (6-38)，式 (6-30)、式 (6-31) 可写成

$$\sin\delta = \frac{ZP'}{EU_s} \quad (6-39)$$

$$U_s \cos\delta - E = \frac{ZQ'}{E} \quad (6-40)$$

如果功率角 δ 很小，那么 $\sin\delta \approx \delta$ ， $\cos\delta \approx 1$ 。式 (6-39)、式 (6-40) 就变为

$$\delta \cong \frac{ZP'}{EU_s} \quad (6-41)$$

$$U_s - E \cong \frac{ZQ'}{E} \quad (6-42)$$

式 (6-41)、式 (6-42) 表明，较小的功率角 δ 主要取决于 P' ；电压差 ($U_s - E$) 主要取决于 Q' 。换一个角度说，可以通过单独调节功率角 δ 调节 P' ；通过单独调节电

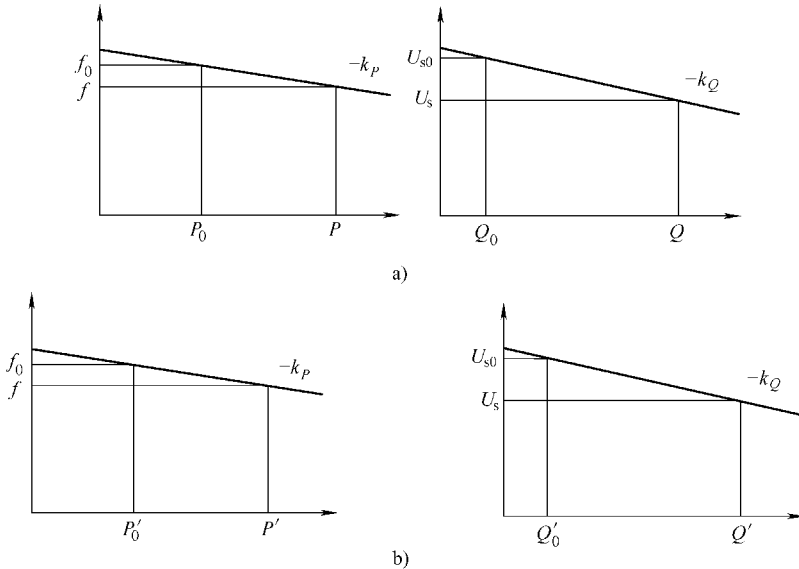


图 6-17 并网控制下垂特性曲线

a) 经典的频率和电压下垂控制特性 b) 修正后的频率和电压下垂特性

压幅值调节 Q' 。而功率角 δ 本身又是频率 f 的信息, 因此也可以通过调节频率 f 调节功率角 δ 进而调节 P' 。这里仿照经典的频率电压下垂控制策略的表达形式, 给出了修正后的下垂控制策略:

$$f - f_0 = -k_p(P' - P_0') = -k_p \frac{X}{Z}(P - P_0) + k_p \frac{R_2}{Z}(Q - Q_0) \quad (6-43)$$

$$U_s - U_{s0} = -k_Q(Q' - Q_0') = -k_Q \frac{R_2}{Z}(P - P_0) - k_Q \frac{X}{Z}(Q - Q_0) \quad (6-44)$$

其中, f_0 和 U_{s0} 分别是额定频率和额定逆变器输出电压 (一般为电网电压), P_0 和 Q_0 分别是额定的有功和无功功率, P_0' 和 Q_0' 分别是 P_0 和 Q_0 经 T 变换修正后得到的。

由于在分析中对线路阻抗 R 与 X 同时予以考虑的情况, 因而情况 3 更具有普遍意义。

6.2.3 逆变系统控制机理

1) 并网有源逆变与无源逆变

有源逆变、无源逆变的区别在于输出连接一般性耗能负载还是电网。对于具有反电动势特性的负载, 其耗能状态到回馈状态的改变就是无源逆变到有源逆变的转变。对于直接连接公共电网的情况, 其特殊性在于对于逆变器电网具有无穷大能量, 逆变器无法改变其电压, 因此以功率控制为主, 其控制形式可以是电压型并网功率控制, 也可以是电流型并网电压控制。此时有源逆变要求对电网锁相, 同时电压型并网控制中电压的幅值、相位的控制精度直接影响并网的电流及功率, 对于电流型并网控制, 有源、无源电流控制方法没有本质不同。

2) 并网逆变下垂控制与传统电力系统控制关系

微电网中逆变器控制需要下垂控制, 这相当于传统电力系统中的一次调频。如果不考虑电网负载调频需求, 单纯的逆变器电压并网或是电流形式并网当然都是可以实现能量传递的。

3) 单相逆变与三相逆变

对比单相数学模型与三相等效结构, 三相与单相的控制没有本质的不同, 静止两相坐标系模型与单相电路结构是一致的, 在 DC/AC 变换中, 给定量的形式也相同, 同为正弦波给定; 两相旋转坐标系结构同单相逆变器相比, 其不同在于两相旋转坐标系下的模型中, 多了电流扰动量, 同时在 DC/AC 变换中给定量变成了直流量。三相系统可以考虑每相传递函数并进行调节器设计, 各相独立控制, 设计方法与单相逆变器相同。也可以在两相静止坐标系或两相旋转坐标系下进行调节器设计。在两相旋转坐标系下, 理想的电压电流均为直流量, 调节器可以选择相对较低的截止频率。单相逆变也可以虚拟为三相逆变, 应用旋转坐标系实现电压和电流的控制。

4) 调制、控制与调节器

调制是要利用开关实现电压波形的改变; 调制带来了谐波, 调制之后是通过滤波元件消除谐波, 滤波元件在消除谐波的同时带来了系统的过渡过程与稳定性问题; 无滤波

环节的逆变系统控制问题主要解决在逆变开关供电情况下负载特性带来的控制问题，含滤波环节的逆变系统控制问题是滤波参数带来的控制问题。

解决问题的方法主要是通过控制调节器的调节达到所需要的稳态性能与动态性能。电压调节器与电流调节器及功率调节器在本质上并无设计上的差别，都是针对滤波参数的校正设计。无论哪种设计方法都是针对滤波及负载复合环节进行性能校正，控制性能的优劣也不在于系统控制环的多和少。

通常多环路控制时，内环为电流环，外环为电压环，再外环为功率环。双环、多环控制系统设计的基本原则是先内后外，先设计调试内环再设计调试外环。内环调试完毕后，根据系统实际性能，逐级简化，系统分析过程得到很大的简化。如一个双闭环系统，将内环简化为一个一阶惯性环节，再进行外环的设计，如图 6-8b 所示。

带宽更宽的调节器的跟踪性能更优秀，但其抗扰性能会变差。应该根据实际系统的要求合理调整带宽。

5) 带载模型与空载模型

空载模型更简单，闭环调节器设计完毕后，可以分析负载扰动量的输出传递函数，检验系统在负载的变化范围内能否满足特性要求。满载模型或额定负载模型更适合于负载变化较小的场合。

6) 汇总现有的控制策略

总体上可分为两大类，一类是线性控制策略，应用线性调节器实施控制。另一类是非线性控制策略。最典型的线性调节器就是 PI 调节器。最常见的线性控制器 PI 控制器 $G_c(s) = k_p + k_i/s$ (k_p 和 k_i 分别为比例和积分系数) 可实现直流量的零稳态误差控制，其原因是 PI 控制对于直流输入（相当于 $\omega_0 = 0$ ）的增益为 $|k_p + k_i/0|$ ，具有无穷大增益。而对于交流量，PI 控制在交流量频率 ω_0 处的增益为 $|k_p + k_i/j\omega_0|$ ，不具有无穷大特性，因此不能实现交流量的零稳态误差控制。当然 k_p 或 k_i 越大，交流量控制的稳态误差越小，但系统的稳定裕度也将变小，过大的 k_p 或 k_i 将导致系统不稳定。解决 PI 控制不能实现交流量零稳态误差控制的问题。三相逆变器中通过坐标变换将交流量变换为直流，这样就可以应用 PI 控制实现零稳态误差控制。单相逆变器中可以通过谐振单元控制实现逆变频率处稳态误差为零的控制，或是其他线性调节器，保证系统的控制误差在允许的范围内就可以了。非线性控制策略也有很多，比如滞环控制、变结构控制等。

6.2.4 逆变系统性能指标

实际逆变器的输出波形除基波外还含有谐波。为了评价逆变器输出波形的质量，引入下述几个性能指标。

1) 谐波系数 HF (Harmonic Factor)

第 n 次谐波系数 HF，定义为第 n 次谐波分量有效值同基波分量有效值之比，即

$$HF_n = U_n/U_1 \quad (6-45)$$

2) 总谐波系数 THD (Total Harmonic Distortion Factor)

$$\text{THD} = \frac{1}{U_1} \left(\sum_{n=2,3,4\cdots}^{\infty} U_n^2 \right)^{1/2} \quad (6-46)$$

总谐波系数表征了一个实际波形同其基波分量接近的程度，输出为理想正弦波时 THD 为零。

3) 畸变系数 DF (Distortion Factor)

通常逆变电路输出端经 LC 滤波器再接负载，若逆变电路输出的 n 次谐波 ($n\omega$) 有效值为 U_n ，则经 LC 滤波器衰减后输出到负载的 n 次谐波电压 U_{Ln} 近似为

$$U_{Ln} \approx \frac{U_n}{n\omega L - \frac{1}{n\omega C}} \times \frac{1}{n\omega C} \times \frac{U_n}{n^2 \omega^2 LC - 1} \quad (6-47)$$

适当的选择 LC 使 n 次谐波容抗远小于感抗： $1/(n\omega C) \ll n\omega L$ 、 $1/LCn^2\omega^2$ 。即谐振频率 $\omega_n = 1/\sqrt{LCn\omega}$ ，则

$$U_{Ln} \approx \frac{U_n}{n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} = \frac{U_n}{n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} = \frac{U_n}{\left(\frac{n\omega}{\omega_0} \right)^2} \quad (6-48)$$

式 (6-48) 表明逆变电路输出端的 n 次谐波电压经 LC 滤波器后要衰减 $n^2 (\omega/\omega_n)^2$ 倍，谐波阶次越高，经同一 LC 滤波器衰减后它对负载的影响越小。总谐波系数 THD 显示了总的谐波含量，但它并不能告诉我们每一个谐波分量对负载的影响程度。很显然，逆变电路输出端的谐波通过滤波器时，高次谐波将衰减得更厉害。为了表征经二阶 LC 滤波后负载电压波形还存在畸变的程度，引入畸变系数 DF，并定义如下：

$$\text{DF} = \frac{1}{U_1} \left(\sum_{n=2,3,4\cdots}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n^2} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (6-49)$$

对于第 n 次谐波的畸变系数 DF_n 可定义如下：

$$\text{DF}_n = U_n / U_1 n^2 \quad (6-50)$$

4) 最低次谐波 LOH (Lowest - Order Harmonic)

最低次谐波定义为与基波频率最接近的谐波。

5) 功率因数 (Power Factor)

在交流电路中，电压与电流之间的相位差 φ 的余弦叫做功率因数，用符号 $\cos\varphi$ 表示。在数值上，功率因数是有效功率和视在功率的比值，即 $\cos\varphi = P/S$ 。功率因数的大小与电路的负载性质有关，如白炽灯泡、电阻炉等电阻负载的功率因数为 1，一般具有电感或电容性负载的电路功率因数都小于 1。

功率因数是电力系统的一个重要的技术数据，它是衡量电气设备效率高低的一个系数。功率因数低，说明电路用于交变磁场转换的无功功率大，从而降低了设备的利用率，增加了线路供电损失。所以，供电部门对用电单位的功率因数有一定的标准要求。

6) 波峰系数 (Crest Factor)

波峰系数是负载的波峰电流与 RMS 电流的比值 (RMS: 方均根值，即平均值)，大多数电子设备的波峰系数为 1.4 (1.4 是正弦波峰值和平均值的比值)。当负载的波峰

系数大于 1.4 时, UPS 就必须提供负载要求的尖峰电流, 如果 UPS 提供不了负载要求的尖峰电流, UPS 输出电压就会发生波形畸变。

对于逆变装置来说, 其性能指标除波形性能指标外, 还应包括以下内容:

①逆变效率; ②单位重量 (或单位体积) 输出功率; ③可靠性指标; ④逆变器输入电流交流分量的数值和脉动频率; ⑤电磁干扰 EMI 及电磁兼容性 EMC。

6.3 线性调节器设计

前边已经提及因调制带来了谐波, 滤波元件在消除谐波的同时带来了系统的过渡过程与稳定性问题, 调节器用于实现所需要的稳态性能与动态性能, 电压调节器与电流调节器及功率调节器在本质上并无设计上的差别, 都是针对滤波参数的校正设计。因此下面的线性调节器设计方法有些不明确属于电流环或电压环节, 可以根据实际应用进行而调整。

6.3.1 零极点校正

逆变器控制要求输出跟踪按正弦规律变化的给定信号, 其控制方法、手段、性能要求等因被控对象不同而具有很大的差别, 如变频控制、UPS、电压模式并网控制、电流模式并网控制等。下面的分析与讨论均以工频正弦波无源变换为对象。

对于工频正弦波电源, 如果调节器截止频率远大于输出频率, 系统采样频率、开关频率远大于调节器截止频率, 则可以参照直流系统根据波特图、根轨迹等设计调节器。当不考虑系统的负载扰动时, 空载输出的平均信号模型传递函数为

$$\frac{u_o(s)}{d(s)} = \frac{(r_c Cs + 1)u_{dc}}{LCs^2 + (r + r_c)Cs + 1} \quad (6-51)$$

$$\frac{u_o(s)}{d(s)} = \frac{(r_c Cs + 1)u_{dc}}{LCs^2 + (r + r_c)Cs + 1} \quad (6-52)$$

对于利用伯德图设计法, 可以提出稳态误差及相角裕度, 一方面保证系统稳定性, 另一方面保证系统的电压稳定度。某系统校正前后其伯德图如图 6-18 所示, 由图可知, 系统稳定裕度不足, 需要将幅频特性曲线高频段下移, 并使其以 20dB 穿越 0dB 线, 提高其相角裕量, 可以采用串联相位超前校正。调节器设计包括增益设计及零极点设计两部分。校正前系统为 0 型系统, 因此其阶跃响应的稳态误差终值 $\frac{1}{1+K_p}$ 确定校正系统的调节器增益为 K_{cm} , 如已满足条件则 $K_{cm} = 1$ 。

6.3.2 PID 控制

在工程实际中, 应用最为广泛的调节控制规律为比例积分微分控制, 简称 PID 控制。PID 控制器结构简单、稳定性好、工作可靠、调整方便。PID 调节器的微分方程数学模型为

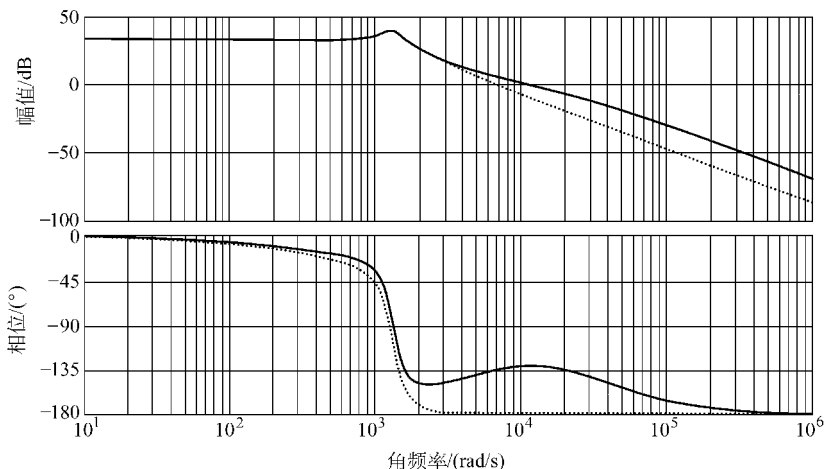


图 6-18 系统校正前后的伯德图（虚线为校正前系统伯德图，实线为校正后系统伯德图）

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (6-53)$$

式中, $u(t)$ 为 PID 调节器的输出信号, 这个信号就是送到被控对象的。系统误差信号定义为 $e(t) = r(t) - c(t)$, $r(t)$ 是系统的给定输入信号; $c(t)$ 是系统的被控量。PID 调节的传递函数模型为

$$G_c(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (6-54)$$

由上式可得 PID 调节的几种特例形式: ①当 $T_d = 0$ 、 $T_i = \infty$ 时, 则有 $G_c(s) = K_p$, 此为比例 (P) 调节器; ②当 $T_i = \infty$ 时, 则有 $G_c(s) = K_p [1 + T_d s]$, 此为比例微分 (PD) 调节器, 相当于超前校正; ③当 $T_d = 0$ 时, 则有 $G_c(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right]$, 此为比例积分 (PI) 调节器, 相当于滞后校正; 当 $K_p \neq 0$ 、 $T_d \neq 0$ 、 $T_i \neq \infty$ 时, 则有 $G_c(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right]$, 为全 PID 调节器。

PID 控制是通过 3 个参量 K_p 、 T_i 、 T_d 起作用的。这 3 个参量取值的大小不同, 就是比例、积分、微分作用强弱的变化。对于 P 调节器, 随着 K_p 值的加大, 闭环系统的超调量加大, 系统响应速度加快。若 K_p 超过一定值, 则系统会变得不稳定。对于 PI 调节器, 随着 T_i 值的加大, 闭环系统的超调量减小, 系统响应速度略微变慢。对于 PID 调节器, 由于微分环节的作用, 在曲线的起始上升段呈现尖锐的波峰, 之后曲线也呈衰减的振荡; 保持 K_p 、 K_i 一定值不变, 在一定范围内, 随着 T_d 值的加大, 闭环系统的超调量增大, 但经过曲线尖锐的起始上升段后响应速度有所变慢。

电流环控制如图 6-19 所示。该电流控制方法是通过指令电流与反馈电流比较后得到电流误差信号, 然后经过调节器获得调制信号, 并与三角载波进行调制产生开关所需的 PWM 控制信号, 从而控制逆变器输出电流。在该控制方式下, 开关频率通常等于载

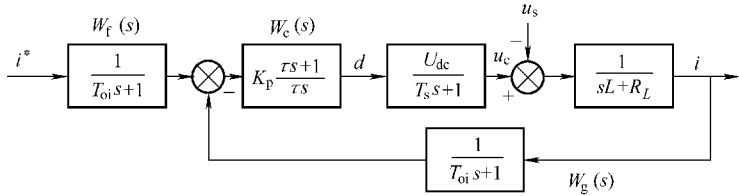


图 6-19 并网逆变器三角波比较电流环控制框图

波频率，输出电流的谐波含量较少。实际应用中大多数采用 PI 调节器。但是由于 PI 调节器中积分环节的存在，在跟踪正弦指令信号时会产生相位和幅值误差。

根据二阶工程设计法，优化的 PI 调节器为

$$D(s) = \frac{R_L^2}{U_{dc} 2Ls} \quad (6-55)$$

考虑传感器及执行机构的时延后，按照典型 I 型系统设计电流环， T_{oi} 为电流反馈滤波时间常数， T_s 为电流内环采样周期， U_{dc} 为逆变器等效增益， d 为 PI 调节器输出占空比， u_c 为桥臂电压， u_{sd} 为输出电压。为了进一步简化调节器设计和抑制电流超调，增加了给定滤波环节 $W_f(s)$ 。

不考虑输出电压影响时，选择阻尼系数 $\zeta = 0.707$ ，得到 PI 调节器的比例系数 K_p 与积分时间常数 τ 的计算公式为

$$\begin{cases} K_p = \frac{L}{2T_{\Sigma i} U_{dc}} \\ \tau = \frac{L}{R_L} \end{cases} \quad (6-56)$$

式中， $T_{\Sigma i} = T_{oi} + T_s$ ，为小时间常数之和。

应用 PI 调节器实现单环电压输出控制的逆变器等效电路结构图如图 6-20 所示。

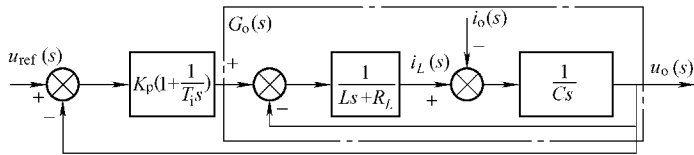


图 6-20 电压单环控制结构图

忽略输出电压对系统电流的影响，或是采用输出电压前馈解耦，则逆变系统的结构如图 6-21 所示。

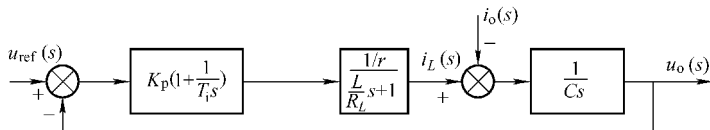


图 6-21 逆变系统忽略电压影响的控制结构简图

按照典型系统的二阶工程设计法,可以得到 PI 调节器的积分时间常数和比例系数为

$$\tau = hT_{\Sigma} \quad (6-57)$$

$$K_p = \frac{(h+1)Cr_{\Sigma}}{2hT_{\Sigma}} \quad (6-58)$$

式 (6-57) 和式 (6-58) 中, h 为中频宽。

6.3.3 双自由度 PI 控制

双自由度 (2-DOF) PI 控制的概念是 I. M. Horowitz 在 1963 年提出的,并在实际应用中获得了良好的效果。所谓双自由度 PI 控制,就是使目标值跟踪特性为最优的 PI 参数和使外扰抑制特性为最优的 PI 参数能分别独立地进行整定,使两种特性同时达到最优的 PI 控制技术。双自由度 PI 控制器并不是由两个独立的 PI 控制器组成的,但它能独立地设定两组 PI 参数,使目标值跟踪特性和干扰抑制特性同时达到最佳。传统的 PI 控制系统可以称为一自由度 PI 控制系统,其控制结构图如图 6-22 所示。其中, $R(s)$ 为目标值给定输入, $N(s)$ 为系统扰动, $Y(s)$ 为系统输出, $D(s)$ 为控制器的传递函数, $G(s)$ 为被控对象的传递函数。对于该系统,可以得到针对扰动输入和给定输入的两个闭环传递函数 $G_{yd}(s)$ 和 $G_{yr}(s)$:

$$G_{yd}(s) = \frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{G(s)}{1 + D(s)G(s)} \quad (6-59)$$

$$G_{yr}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{D(s)G(s)}{1 + D(s)G(s)} \quad (6-60)$$

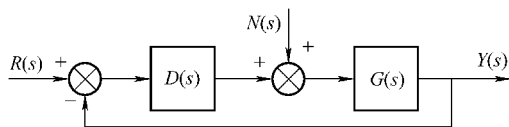


图 6-22 一自由度 PI 控制系统结构图

由于被控对象的传递函数 $G(s)$ 是不可改变的, $G_{yd}(s)$ 和 $G_{yr}(s)$ 是由控制器传递函数 $D(s)$ 决定的, 因此, 代表系统抗扰性能的 $G_{yd}(s)$ 和代表系统跟踪性能的 $G_{yr}(s)$ 是由一组控制参数决定的, 不能独立地进行优化设计, 所以称为一自由度 PI 控制。通常系统的抗扰性能和跟踪性能对控制器参数的要求是相互矛盾的, 需要对两种性能的要求折衷处理。因此, 一自由度 PI 控制系统难以保证抗扰性能和跟踪性能同时达到最优。

双自由度 PI 控制可以克服传统 PI 控制的上述缺点。双自由度 PI 控制系统最常用的有目标值滤波器型、目标值前馈型、反馈补偿型和回路补偿型 4 种类型, 如图 6-23 所示。其中 $R(s)$ 为给定目标值、 $D(s)$ 为主控制器、 $N(s)$ 为外部扰动、 $G(s)$ 为被控对象、 $F(s)$ 为目标值滤波器。

在实际应用中需要考虑双自由度化应该结构简单、容易实现和与传统 PI 控制的结合性。目标值滤波器型是在原有系统上增加目标值滤波器构成的双自由度 PI 控制系统, 具有结构简单, 在现有系统上容易实现的特点。

如采用目标值滤波器型双自由度 PI 控制, 其结构框图如图 6-23 所示。该系统的输出传递函数为

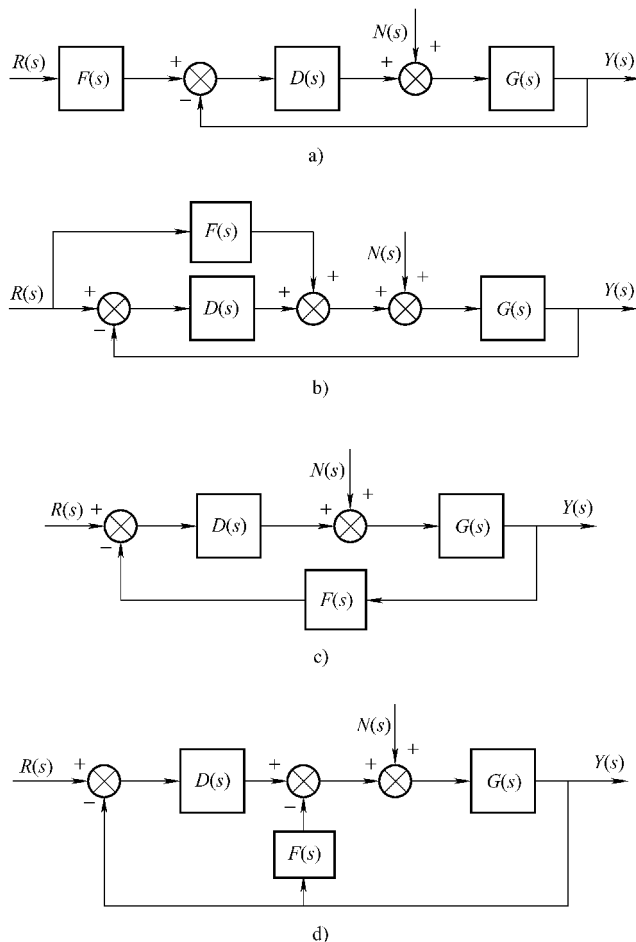


图 6-23 双自由度控制系统的典型结构

a) 目标值滤波器型 b) 目标值前馈型 c) 回路补偿型 d) 反馈补偿型

$$Y(s) = \frac{D(s)F(s)G(s)}{1 + D(s)G(s)}R(s) + \frac{G(s)}{1 + D(s)G(s)}N(s) \quad (6-61)$$

式 (6-61) 由两项组成, 第一项是代表跟踪性能的目标值产生的分量, 第二项是代表抗扰性能的外部扰动产生的分量。显然, 抗扰性能完全由控制器 $D(s)$ 决定, 而跟踪性能是由控制器 $D(s)$ 和目标值滤波器 $F(s)$ 共同决定。因此, 可以根据系统对抗扰性能的要求设计控制器参数, 根据系统跟踪性能指标设计目标值滤波器参数。与图6-22所示的系统相比, 该系统的抗扰性能和跟踪性能是由两组独立的控制参数分别决定的, 所以称为双自由度控制系统。

系统的抗扰性能完全由控制器 $D(s)$ 决定, 而跟随性能是由控制器 $D(s)$ 和目标值滤波器 $F(s)$ 共同决定。因此, 可以根据逆变系统对抗扰性能指标的要求, 首先确定 PI

控制器的参数 K_p 和 τ 。在 $D(s)$ 确定后, 可以通过设计目标值滤波器 $F(s)$ 来改善系统的跟随性能。

在原有 PI 控制器的基础上施加目标值滤波器, 其综合控制算法为

$$D(s)F(s) = K_p \left[\alpha + \left(\frac{1}{\tau s} - \frac{\beta}{1 + \tau s} \right) \right] \quad (6-62)$$

式中 α —— K_p 的双自由度化系数;

β —— τ 的双自由度化系数。

目标值滤波器的结构为

$$F(s) = \frac{1 + \alpha\tau s}{1 + \tau s} - \frac{\tau s}{1 + \tau s} \frac{\beta}{1 + \tau s} \quad (6-63)$$

由式 (6-63) 可知

$$\lim_{s \rightarrow 0} F(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{1 + \alpha\tau s}{1 + \tau s} - \frac{\tau s}{1 + \tau s} \frac{\beta}{1 + \tau s} \right) = 1 \quad (6-64)$$

上式表明, 稳态时目标值滤波器的输入输出相等, 该滤波器的引入并不会改变系统的稳态输出。

根据前面介绍的 PI 控制器传递函数和采用的目标值滤波器传递函数, 可以得到双自由度 PI 控制结构框图如图 6-24 所示, PI 控制器 $D(s)$ 的主要作用是改善逆变器的抗扰性能。由于典型 II 型系统具有较好的抗扰性能, 可以将逆变系统设计为典型 II 型系统。

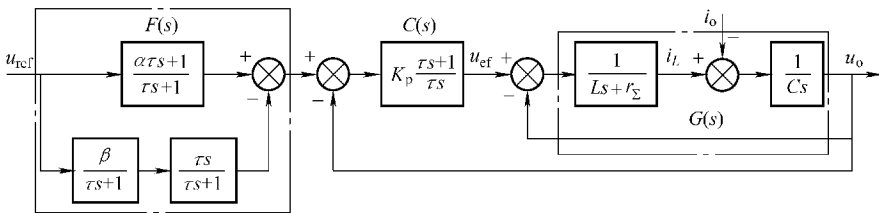


图 6-24 目标值滤波器型双自由度 PI 控制逆变系统框图

对于双自由度 PI 控制系统, 根据系统抗扰性能的要求确定 K_p 和 τ 之后, 调整双自由度化系数 α 和 β , 使系统的跟随性能满足要求。如果确定了系统的最佳抗扰性能的比例增益 K_p^* 和最佳跟随性能的比例增益 K_p^* , 则双自由度化系数 α 可确定为

$$\alpha = K_p^* / K_p \quad (6-65)$$

而 β 需要采用仿真或实验的方法确定。在实际应用中, 可以根据工业推荐值来确定双自由度化系数: $\alpha = 0.4$, $\beta = 0.15$ 。

6.3.4 内模 PID 控制

IMC 的系统结构如图 6-25 所示。图中, p 为对象模型; $\tilde{p}$ 是 p 的基准模型; q 是 IMC 控制器; u 是控制器的输出; 控制目标是输出 y 跟踪给定输入 r 。虚线所包括的部分除了控制器 q 以外, 还显式地包含模型 $\tilde{p}$, 因此这种反馈控制结构被称作内模控

制 (IMC)。

如果对控制器 q 进行等效变换, 可变换为图 6-26a 所示图中的虚线所围部分。推导图 6-26a 的输入, 根据输出关系可以看出两个模型 $\tilde{p}$ 互相抵消, 即图 6-26 中 a 和 b 是等效的, 由此可得到经典控制器 C 和内模控制器 q 的关系:

$$C = q / (1 - q\tilde{p}) \quad (6-66)$$

通过以上变换得到的经典控制器具有内模控制器的特点: 结构清晰、设计简单、具有良好的跟踪性能和抗外扰能力、能消除不可测干扰、鲁棒性强等优点。

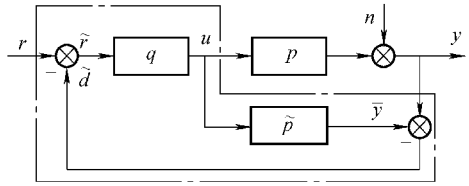
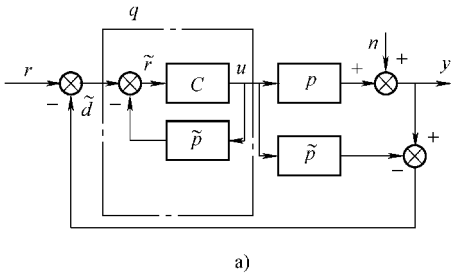
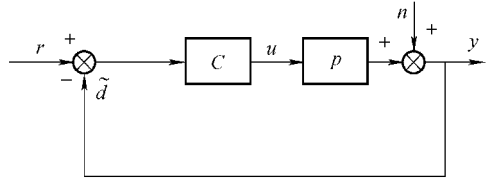


图 6-25 IMC 系统结构图



a)



b)

图 6-26 内模控制和经典控制的关系图

a) 内模控制 b) 经典控制

单相逆变器空载传递函数表达式:

$$G_0(s) = \frac{U_c(s)}{U_i(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{LCs^2 + R_LCs + 1} \quad (6-67)$$

其中自然振荡频率 $\omega_n = \sqrt{1/LC}$, 阻尼比 $\xi = R_L/2 \sqrt{C/L}$ 。把负载电流看做干扰信号, 则乘性模型不确定性函数 $l_m(s)$ 为

$$l_m(s) = \frac{(LC - L'C')s^2 + (R_LC - R_L'C')s}{L'C's^2 + R_L'C's + 1} \quad (6-68)$$

式中, L' 、 C' 、 R_L' 分别为实际的电感、电容、阻尼电阻。并且考虑了输出滤波电感 L , 输出滤波电容 C , 阻尼电阻 r 的变化。把负载电流作为干扰信号, 兼顾了逆变器的各种带载的情况, 且内模控制有很强抗干扰能力, 故把负载电流作为干扰信号是合理的。

由图 6-25 所示的 IMC 控制系统, 可以容易地得到输入和输出之间的函数:

$$Y(s) = \frac{P(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]}R(s) + \frac{1 - \tilde{P}(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]}D(s) \quad (6-69)$$

假定基准模型准确 $\tilde{P}(s) = P(s)$, 则

$$Y(s) = P(s)Q(s)R(s) + (1 - P(s)Q(s))D(s) \quad (6-70)$$

从式 (6-70) 可以清楚地看到, 无论是对于输入 $R(s)$ 的响应, 还是对于干扰 $D(s)$ 的衰减, 都与对象固有的极点有关。而逆变器空载数学模型 $G_0(s)$ 可看出其等效阻尼电阻和阻尼比 ξ 都相当小, 也就是说 $G_0(s)$ 的极点离 S 域虚轴很近, 故系统有很严重的振荡倾向, 整流性负载时电压输出波形畸变率很高。在上述情况下内模控制对系统的动态性能几乎没有任何改善, 故需要通过其他方式来改善系统的动态性能。以上分析可知逆变电源的空载特性之所以不好, 最主要的原因是阻尼系数太小, 因此, 最直接有效的解决办法是增加控制对象的阻尼。下面利用极点配置法设计输出电压 PD 瞬时值反馈内环。系统控制如图 6-27 所示。

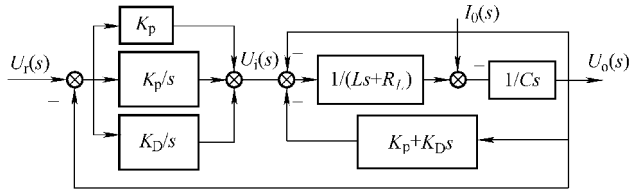


图 6-27 带 PD 反馈内环的 IMC-PID 逆变器控制系统框图

选取电容电压 u_c 和电容电流 i_c 作为状态变量, 通过状态反馈: $kx = (k_1 u_c + k_2 i_c)$, 如果期望的闭环极点为

$$p_{1,2} = -\xi_1 \omega_1 \pm j \sqrt{(1 - \xi_1^2)} \omega_1 \quad (6-71)$$

式中 ξ_1 ——加了状态反馈后的系统期望的阻尼比;

ω_1 ——期望的自然振荡频率。

$k_1 = \omega_1^2 LC - 1$ 、 $k_2 = 2\xi_1 \omega_1 L - R_L$ 分别为状态反馈系数 k_1 、 k_2 。

根据电容电流和电压的关系, 将电容电流的反馈等效的转换为对电容电压微分的反馈, 这样就不需要电容电流的检测设备, 降低了逆变器成本。根据以上分析可得内环 PD 控制器参数为

$$\begin{cases} K_p = k_1 = \omega_1^2 LC - 1 \\ K_D = k_2 C = 2\xi_1 \omega_1 LC - R_L C \end{cases} \quad (6-72)$$

内模控制器的设计方法有很多种, 最常用的是零极点对消法, 也称两步设计方法。

(1) 对控制对象的基准数学模型 $\tilde{p}(s)$ 进行分解 $\tilde{p}(s) = \tilde{p}_+(s) \tilde{p}_-(s)$, $\tilde{p}_+(s)$ 包括 $\tilde{p}(s)$ 中的滞后环节和极点在右半平面的部分, $\tilde{p}_-(s)$ 为 $\tilde{p}(s)$ 中的最小相位部分。加了 PD 反馈内环后, 逆变器的基准数学模型为

$$\tilde{p}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2\xi\omega_n^2 + K_D\omega_n^2)s + (1 + K_p)\omega_n^2} \quad (6-73)$$

分解可得

$$\tilde{p}(s) = \tilde{p}_-(s) = \omega_n^2 / [s^2 + (2\xi\omega_n + K_D\omega_n^2)s + (1 + K_p)\omega_n^2] \quad (6-74)$$

其中, $\tilde{p}_-(s) = 1$ 。

(2) 求取内模控制器与经典反馈控制器。

$$Q(s) = \tilde{p}^{-1}(s)F(s) = F(s)[s^2 + (2\xi\omega_n + K_D\omega_n^2)S + \omega_n^2]/\omega_n^2 \quad (6-75)$$

滤波器取 I 型滤波器 $F(s) = 1/(\tau s + 1)$ 。根据经典控制器 c 和内模控制器 q 的关系, 则有

$$C(s) = \frac{s^2 + (2\xi\omega_n + K_D\omega_n^2)s + (1 + K_p)\omega_n^2}{\tau\omega_n^2 s} \quad (6-76)$$

(3) 将经典反馈控制器转换为传统的 PID 控制器。假定 PID 控制器结构为

$$D(s) = K_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (6-77)$$

$$\text{有} \quad \begin{cases} k_p = (2\xi\omega_n + K_D\omega_n^2)/\tau\omega_n^2 \\ k_i = (1 + K_p)/\tau \\ k_d = 1/\tau\omega_n^2 \end{cases} \quad (6-78)$$

其中 τ 为整定滤波器参数。加了 PD 内环后, 逆变器的基准数学模型如式 (6-79) 所示, 模型的乘性不确定性函数 $l_m(s)$ 为

$$l_m(s) = \frac{(LC - L'C')s^2 + (R_L C - R_L' C')s}{L'C's^2 + (R_L' C' + K_D)s + 1 + K_p} \quad (6-79)$$

为了使设计的内模控制系统具有鲁棒稳定性, 互补灵敏度函数 $\eta(s)$ 必须满足:

$|\eta(j\omega) \tilde{l}_m(\omega)| \leq 1$, 首先确定模型不确定性函数的界 $l_m(\omega)$, 然后根据互补灵敏度函数 $\eta(j\omega)$ 确定 τ 。考虑 $0.5L \leq L' \leq 1.5L$, $0.5C' \leq 1.5C$, $0.5r \leq r' \leq 1.5r$ 情况下不确定性函数的界 $\tilde{l}_m(\omega)$ 。 τ 越小, 系统的动、稳态性能越好, τ 越大系统的鲁棒稳定性越好, 为了得到良好的跟踪给定和抑制干扰的性能以及良好的鲁棒稳定性, τ 的选取应该综合考虑这两个方面。

6.3.5 波形库控制

假如把旋转坐标系中的耦合量看作扰动量, 那么三相逆变器在两相旋转坐标系中的模型和在两相静止坐标系中的模型完全一致。在两相静止坐标系中建立的波形库可以直接应用到两相旋转坐标系。两个轴虽然存在一定的耦合关系, 但是耦合量都是低频的直流量, 不会影响整体系统的无静差特性。通过状态量前馈, 可以实现解耦。由于在两相静止坐标系中两轴模型相同, 而且互不耦合, 可以对任意轴施加单位阶跃信号, 获得相应的单位阶跃响应波形构成波形库。要建立 d 轴模型, 可以保持 q 轴输入量 dq 为零不变, 输入量 dd 施加单位阶跃信号, 对输出电压在旋转坐标系下进行采集。图 6-28 是采集到的 d 轴控制对象单位阶跃响应波形。

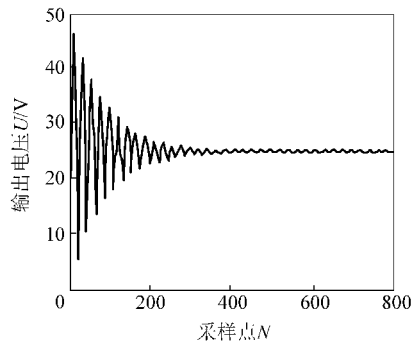


图 6-28 d 轴控制对象单位阶跃响应波形

被控对象的单位阶跃响应 $a(t)$ 一般是比较容易通过现场测试获得的。选用适当的采样频率对控制对象的单位阶跃响应曲线进行采样, 即可得到系统的单位阶跃响应序列 $\{a_i\}$ ($i = 1, 2, \dots$)。为了方便应用, 用延时算子 q^{-1} 将其表示为

$$A(q^{-1}) = a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots = \sum_{i=1}^{\infty} a_i q^{-i} \quad (6-80)$$

对于线性渐进稳定系统, 单位阶跃响应序列最终会随着时间趋于常值, 即阶跃响应的稳态值 a_{∞} 。因此总能找到一个整数 N , 使得 N 项后面的各项都近似相等。令 $a_N = a_{N+i} = a_{\infty}$, 于是系统的单位阶跃响应序列模型就可以表示为

$$\begin{aligned} A_m(q^{-1}) &= a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_N q^{-N} + \dots \\ &= a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_N q^{-N} (1 + q^{-1} + q^{-2} + \dots) \\ &= a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_N q^{-N} \frac{1}{1 - q^{-1}} \approx A(q^{-1}) \end{aligned} \quad (6-81)$$

变流器控制中, k 时刻所需的控制增量为

$$\Delta d(k) = \frac{u_{\text{ref}} - u_o - \sum_{i=1}^{N-1} (a_{i+1} - a_i) \Delta d(k-i)}{a_1} \quad (6-82)$$

波形库控制方法就是这样利用控制对象的单位阶跃响应采样值 $\{a_i\}$ 来完成对系统的控制的。定义 $\{a_i\}$ 为波形库。系统控制结构如图 6-29 所示。按照针对线性控制对象的波形库设计方法进行控制器设计, 将设计好的控制器应用到两相旋转坐标系中实现三相变流器的控制。

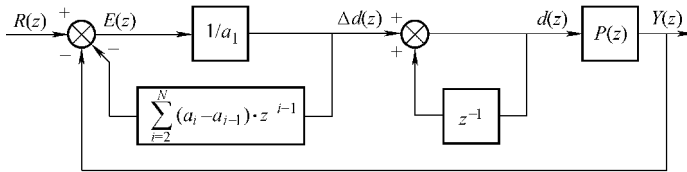


图 6-29 波形库控制原理框图

6.3.6 比例谐振控制

PI 控制器在电网基波频率处的增益为有限值。系统存在稳态跟踪误差。比例谐振 (PR) 控制器的传递函数为

$$D_{\text{PR}}(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6-83)$$

PR 控制器在基波频率处的增益为

$$|D_{\text{PR}}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{2k_i \omega_0}{-\omega_0^2 + \omega_0^2} \right)^2} \quad (6-84)$$

可见, PR 控制器在基波频率处的增益趋近于无穷大, 可以实现对某一固定频率正

弦指令信号的无静差跟踪控制。而逆变器并网运行时,要求控制逆变器的输出电流为与电网电压频率和相位一致的标准正弦电流,以实现单位功率因数并网发电。因此,PR控制器适合于逆变器并网电流的控制。将其应用于逆变器并网控制时,系统闭环传函 $\phi(s)$ 在基波频率 ω_0 处的增益 $|\phi(j\omega_0)|$ 趋近于1,而电网电压扰动量对输出的传递函数 ϕ_N 在 ω_0 处的增益 $|\phi_N(j\omega_0)|$ 趋近于0,从而使输出电流可以完全跟踪给定正弦电流,实现零稳态误差;并且可以克服电网基波电压扰动的影响。因此,在并网逆变系统中,PR控制器与PI控制器相比,具有更好的稳态性能和抗扰性能。

在实际系统中,由于理想的PR控制器难以实现,可以采用一种容易实现的准PR控制器,其传递函数如下所示。

$$D(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (6-85)$$

由式(6-85)可知,准PR控制器有3个控制参数 k_p 、 k_r 和 ω_c ,这3个控制参数决定系统的性能,因此,需要对其进行优化设计。

将准PR控制器应用于并网电流控制时,其中, ω_0 为工频角频率,即 $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$ 。在准PR控制器参数设计过程中,为了便于分析,设其中任意两个参数不变,然后观察第3个参数变化对系统性能的影响。

首先,设 $k_p = 0$, $\omega_c = 1$,而 k_r 变化。此时式(6-85)的频率特性如图6-30所示。 k_r 只影响控制器的增益,而不影响控制器的带宽。控制器的增益和 k_r 成正比, k_r 越大增益越大,稳态误差越小。但是过大的 k_r 会使谐波分量放大,降低并网电流质量,只要保证在基波频率附近具有足够的增益,而在远离基波频率处应该具有一定的衰减作用。

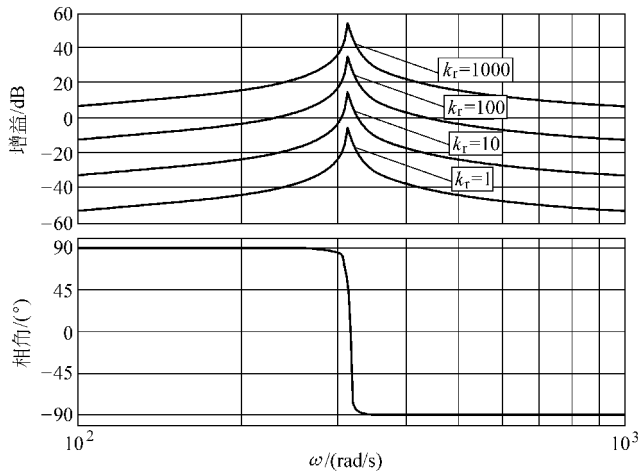


图 6-30 k_r 变化下准 PR 控制器伯德图

其次,设 $k_p = 0$, $k_r = 1$,而 ω_c 变化时,其频率特性如图6-31所示, ω_c 不仅影响控制器的带宽,还影响控制器的增益。随着 ω_c 的增加,控制器的带宽和非基波频率处的增益都增大(基波频率处的增益不变)。设 $k_p = 0$,将 $s = j\omega$ 代入式(6-85),则有

$$D(j\omega) = \frac{2k_r\omega_c j\omega}{-\omega^2 + 2\omega_c j\omega + \omega_0^2} = \frac{k_r}{1 + j\frac{\omega_0^2}{2\omega_c}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{k_r}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (6-86)$$

式中 $Q = \frac{\omega_0^2}{2\omega_c}$ 。

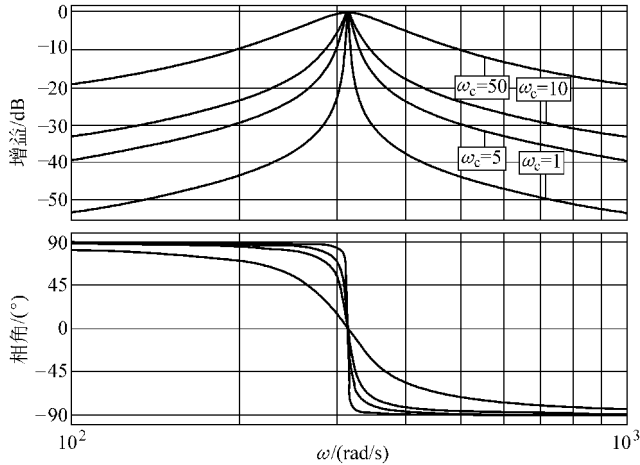


图 6-31 ω_c 变化下准 PR 控制器伯德图

根据带宽的定义, $|D(j\omega)| = k_r/\sqrt{2}$ 时对应的两个频率差即为带宽。因此, 利用

$\left|Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right| = 1$, 经过计算可以得到控制器的带宽为

$$BW = \frac{\omega_0}{2\pi Q} = \frac{\omega_c}{\pi} \text{Hz} \quad (6-87)$$

设电网频率允许波动范围为 $\pm 0.8\text{Hz}$, 则控制器带宽应为 $BW = 1.6\text{Hz}$, 即有 $\omega_c = 5\text{rad/s}$ 。

为了研究控制器的抗扰性能, 定义谐波阻抗为电网谐波电压与引起的系统输出谐波电流之比。谐波阻抗越大, 引起的输出谐波电流越小, 系统的抗扰性能越好。并忽略由于开关动作产生的小惯性环节对系统的影响, 可以获得系统的谐波阻抗为

$$Z_{\text{PR}} = \frac{U_{\text{gn}}(s)}{I_{\text{gn}}(s)} = \frac{Ls^3 + As^2 + Bs + Kk_p\omega_0^2 + R\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (6-88)$$

式中, $A = Kk_p + 2L\omega_c + R$, $B = L\omega_0^2 + 2Kk_p\omega_c + 2R\omega_c + 2Kk_i\omega_c$; $U_{\text{gn}}(s)$ 、 $I_{\text{gn}}(s)$ 分别为电网 n 次谐波电压和由此产生的 n 次谐波电流的拉氏变换。

最后, 设 $\omega_c = 5\text{rad/s}$, $k_r = 100$, k_p 变化, 逆变器参数为 $L = 3\text{mH}$, $R = 1\Omega$, $K = 96$, 此时系统的谐波阻抗如图 6-32 所示。由图 6-38 可知, 系统谐波阻抗受 k_p 的影响较大, 随着 k_p 的增加, 系统的谐波阻抗增大, 系统抗扰性能越好, 但是 k_p 过大将会使系统不稳定。

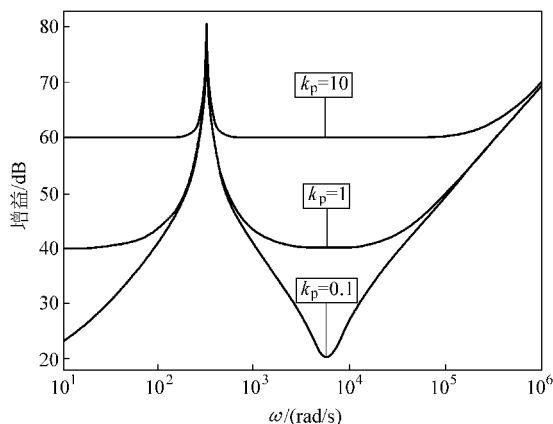


图 6-32 并网逆变系统的谐波阻抗

在比例积分调节器 $G(s)$ 的作用下, 假设直流母线与占空比的组合增益为大, 忽略电网电压扰动和小惯性环节, 可以得到系统闭环传递函数

$$D_{cl}(s) = \frac{KG(s)}{Ls + R + KG(s)} \quad (6-89)$$

设 $\omega_c = 5 \text{ rad/s}$, $k_r = 100$, k_p 从 1 ~ 10 变化, 可以绘出闭环系统的根轨迹如图 6-33 所示。为了便于分析, 系统根轨迹中忽略了远离虚轴的非主导极点。由图 6-33 可见, 当 k_p 太大或太小时, 系统的主导极点趋近虚轴, 使系统稳定裕度变小, 稳定性变差。因此, 设计 k_p 时要综合考虑系统的稳定性和系统的抗扰性能。

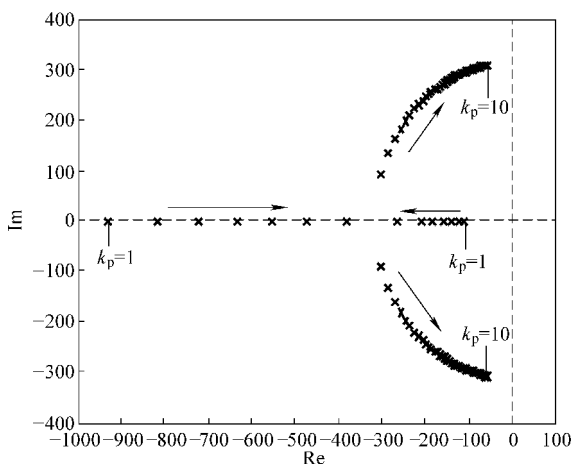


图 6-33 系统的根轨迹

综上所述, 准比例谐振 (PR) 控制器参数的设计步骤可以归纳如下: 根据系统需要的带宽选择 ω_c ; 根据系统需要的增益选择 k_r ; 根据谐波阻抗, 设计 k_p 使系统稳态性能和抗扰性能满足要求。

6.3.7 比例复数积分控制

比例复数积分控制基本原理如下：

比例复数积分控制器的传递函数为

$$G_{\text{PCT}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} \quad (6-90)$$

由上式可见，比例复数积分控制器在基波频率 ω_0 处的增益趋于无穷大。并网逆变器工作于电流控制模式，采用比例复数积分控制时，系统的结构框图如图 6-34 所示。由于比例复数积分控制器在基波频率 ω_0 处的增益趋于无穷大，因此其对稳态误差的消除和抗干扰能力非常优越。

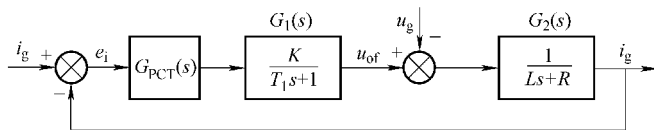


图 6-34 比例复数积分控制的单相并网逆变器控制框图

传统控制器一般为实数域控制器，而 PCI 控制器中存在复数 j ，为复数域控制器，给控制器实现带来一定困难。然而，根据复变函数理论可知， j 代表幅值不变，相位正向旋转 90° 。在三相系统中，利用 $\alpha\beta$ 坐标系变量 $m_\alpha = jm_\beta$ 这一关系实现 j ，如图 6-35 所示。在单相系统中需要构造伪旋转坐标系实现。

为了保证系统具有较快的响应速度，同时避免放大噪声，系统带宽范围一般选择高于基波频率 10 倍且低于开关频率 $1/10$ ，因此系统带宽 f_b 选择范围为 $500 < f_b < 1000$ 。为了得到系统带宽的表达式，首先根据系统闭环传递函数求出系统闭环幅频特性。系统闭环传递函数及其幅频特性和相频特性如下：

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{I_g(s)}{I_g^*(s)} \\ &= \frac{K(k_i s + k_i - j\omega_0 k_p)}{Ls^2 + (Kk_p + R - j\omega_0 L)s + Kk_i - j\omega_0(Kk_i + R)} \end{aligned} \quad (6-91)$$

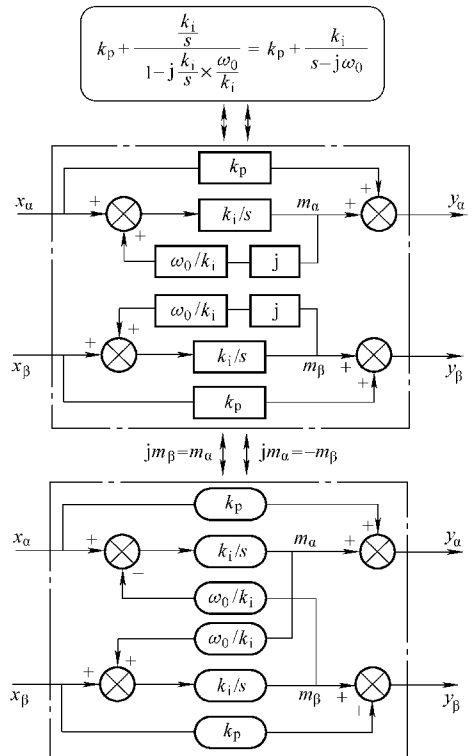


图 6-35 比例复数积分控制的具体实现

$$|T(s)| = \frac{K \sqrt{k_i^2 + k_p^2 (\omega - \omega_0)^2}}{\sqrt{(L\omega\omega_0 - L\omega^2 + Kk_i)^2 + (Kk_p + R)^2 + (\omega - \omega_0)^2}} \quad (6-92)$$

$$\angle T(s) = \arctan \left[\frac{k_p(\omega - \omega_0)}{k_i} \right] - \arctan \left[\frac{(Kk_p + R)(\omega - \omega_0)}{L\omega\omega_0 - L\omega^2 + Kk_i} \right] \quad (6-93)$$

只考虑 k_p 时, 系统闭环幅频特性如下:

$$|T(s)| = \frac{Kk_p}{\sqrt{(L\omega)^2 + (Kk_p + R)^2}} \quad (6-94)$$

系统带宽定义为当系统闭环幅频特性的幅值降到 -3dB 时对应频率为 ω_b , $0 \sim \omega_b$ 的频率范围称为系统的带宽, 据此可以根据期望带宽选择可得 k_p 。进一步可以设计复数积分系数 k_i 。系统抗扰特性传递函数及其幅频特性和相频特性如下:

$$\phi_N(s) = \frac{U_g(s)}{I_g^*(s)} = \frac{s - j\omega_0}{Ls^2 + (Kk_p + R - j\omega_0 L)s + Kk_i - j\omega_0(Kk_p + R)} \quad (6-95)$$

$$|\phi_N(s)| = \frac{|\omega - \omega_0|}{\sqrt{(L\omega\omega_0 - L\omega^2 + Kk_i)^2 + (Kk_p + R)^2 + (\omega - \omega_0)^2}} \quad (6-96)$$

$$\angle \phi_N(s) = \arctan(\omega - \omega_0) - \arctan \left[\frac{(Kk_p + R)(\omega - \omega_0)}{L\omega\omega_0 - L\omega^2 + Kk_i} \right] \quad (6-97)$$

闭环系统的伯德图如图 6-36 所示。闭环系统在基波频率处的幅频特性为 1, 相频特性为 0; 系统的抗扰幅频特性在基波频率处为 0, 相频特性也为 0。这说明系统实现了零稳态误差控制。

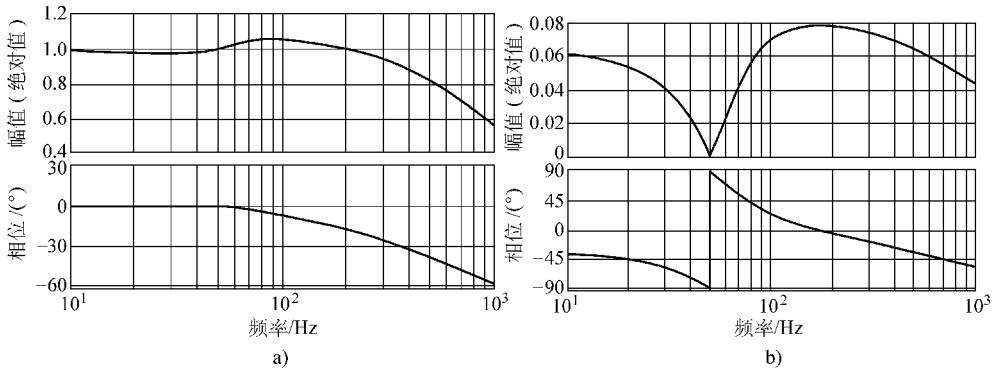


图 6-36 比例复数积分控制下的闭环系统伯德图

a) 输入/输出特性 b) 抗扰特性

6.3.8 无差拍控制

电流无差拍控制是通过调整一个周期内的方波脉冲宽度和极性, 使输出电流值与下一采样时刻值相吻合。不断调整每一采样周期内方波脉冲的极性与宽度, 就能使输出的实际电流波形接近于指令电流波形, 从而在很低的开关频率下, 也能得到高质量的输出

电流波形。

有源逆变 I 情况下, 逆变器等效充放电模型如图 6-37 所示。

$$L \frac{di}{dt} = U_c - iR_L - U_s \quad (6-98)$$

如果希望电流在一个周期内跟上给定电流, 则

$$\frac{di}{dt} = \frac{i_{\text{ref}}(k) - i(k)}{T_s} \quad (6-99)$$

而变流器等效电压源为 $U_c = U_{dc} * d$, 控制占空比为

$$d(k) = \frac{1}{U_{dc}} \left[L \frac{i_{\text{ref}}(k) - i(k)}{T_s} + i(k)R_L + U_s(k) \right] \quad (6-100)$$

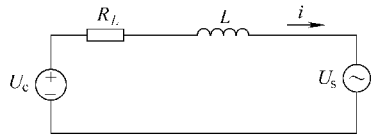


图 6-37 逆变系统等效结构

6.3.9 线性二次型优化控制

最优控制问题就是寻找一个控制系统的最优控制方案或最优控制规律, 使系统以最佳的性能达到预期目标。最优控制理论中的无限时间状态调节问题在线性二次调节器中占有重要的地位, 并有广泛的实际应用价值。对于控制精度要求较高的系统, 采用最优控制的原则, 会有明显的效果。最优控制是研究和解决从一切可能的控制方案中寻找最优解的一门学科。它是现代控制理论的重要组成部分。线性二次型最优控制问题简称为 LQ (Linear Quadratic) 问题。所谓 LQ 最优控制就是寻找一个控制量 $u^*(\cdot)$, 使得系统沿着由指定初始状态 x_0 出发的相应轨线 $x^*(\cdot)$, 满足制定的性能指标函数:

$$J(u^*(\cdot)) = \min_{u(\cdot)} J(u(\cdot)) \quad (6-101)$$

式中, 控制函数 $u^*(\cdot)$ 为 LQ 问题的最优控制, $x^*(\cdot)$ 为相应的最优轨线, $J(u^*(\cdot))$ 为最优性能值。从数学上看, LQ 最优控制实质上就是求条件极值问题。线性二次型控制应用状态反馈实现, 具有比例负反馈的形式, 这对于消除系统静差式不利的。通过对数学模型的转换构造新的系统形式, 保证系统最终控制实现中含有积分环节, 以利于消除静差。并网情况下, 以电网流出电流为正方向, 三相电压型可逆变流器 dq 旋转坐标系系统的数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E_m + \begin{bmatrix} -\frac{d_d}{L} \\ -\frac{d_q}{L} \end{bmatrix} u_{dc} \quad (6-102)$$

将模型进行整理:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (6-103)$$

式中, A 和 B 分别为 2×2 和 2×2 常数阵, x 为二维状态, u 为二维输入。这里:

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{dc}d_d - E_m \\ u_{dc}d_q \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (6-104)$$

为引入积分量, 进行如下变换:

$$\bar{x} = x - x_s, \quad \bar{u} = u - u_s \quad (6-105)$$

式中 x_s 、 u_s 为稳态工作点。则:

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} \quad (6-106)$$

将系统进行扩展:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}} \\ \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ I_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \int \bar{x} dt - v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u} \quad (6-107)$$

式中

$$v = \begin{bmatrix} u_{1s}c_1 \\ u_{2s}c_2 \end{bmatrix}, \quad c_1 = \frac{k_{14}u_{2s} - k_{24}u_{1s}}{u_{1s}(k_{23}k_{14} - k_{24}k_{13})}, \quad c_2 = \frac{k_{23}u_{1s} - k_{13}u_{2s}}{u_{2s}(k_{23}k_{14} - k_{24}k_{13})} \quad (6-108)$$

I_2 为二阶单位矩阵。且有

$$k_{23}k_{14} - k_{24}k_{13} \neq 0 \quad (6-109)$$

设

$$z = \int \bar{x} dt - v \quad (6-110)$$

则

$$\dot{z} = \bar{x} \quad (6-111)$$

而

$$\dot{X} = \bar{A}X + \bar{B}\bar{u} \quad (6-112)$$

式中, $\bar{A}$ 和 $\bar{B}$ 分别为 4×4 和 4×2 的常数矩阵, X 为四维的状态变量, $\bar{u}$ 为二维的输入变量, 并且

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ I_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ z \end{bmatrix} \quad (6-113)$$

对这个系统新的系统状态方程进行优化控制的设计。设目标函数为

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty [X^T Q X + \bar{u}^T R \bar{u}] dt \quad (6-114)$$

式中, Q 为 4×4 正定或半正定对称常数矩阵 (系统已满足可观测条件), R 为 2×2 正定对称常数矩阵。应用最优控制, 要使目标函数为最小的最优控制量为

$$\bar{u} = K\bar{X} = K_1 X + K_2 z \quad (6-115)$$

则

$$K = [K_1 \quad K_2] = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \end{bmatrix} = -R^{-1}\bar{B}^T P \quad (6-116)$$

式中, P 是黎卡提方程 $\bar{A}^T P + P\bar{A} - P\bar{B}R^{-1}\bar{B}^T P + Q = 0$ 的正定对称解, K_1 为 2×2 的常数矩阵。将式 (6-115) 展开可得

$$u - u_s = K_1(x - x_s) + K_2(\int \bar{x} dt - v) = K_1(x - x_s) + K_2 \int \bar{x} dt - u_s \quad (6-117)$$

则

$$u = K_1(x - x_s) + K_2 \int (x - x_s) dt \quad (6-118)$$

系统控制量为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{dc} d_d - E_m \\ u_{dc} d_q \end{bmatrix} = K_1(x - x_s) + K_2 \int (x - x_s) dt \quad (6-119)$$

$$d_d = \left[k_{11}(i_d - i_d^*) + k_{12}(i_q - i_q^*) + k_{13} \int (i_d - i_d^*) dt + k_{14} \int (i_q - i_q^*) dt + E_m \right] \frac{1}{u_{dc}} \quad (6-120)$$

$$d_q = \left[k_{21}(i_d - i_d^*) + k_{22}(i_q - i_q^*) + k_{23} \int (i_d - i_d^*) dt + k_{24} \int (i_q - i_q^*) dt \right] \frac{1}{u_{dc}} \quad (6-121)$$

式中, i_d^* 和 i_q^* 分别有功电流和无功电流的期望值, i_d^* 由输出电压经调节器给定, 单位功率因数控制时 $i_q^* = 0$ 。

6.4 非线性控制技术

非线性控制不需要提取数学模型, 把逆变器当做“黑箱”, 只对需要控制的信号实施直接的控制手段, 滞环控制就是这种思路的典型方法, 或是无须对数学模型进行线性化近似, 直接对非线性的数学模型采取控制。

6.4.1 三态滞环倍频调制

滞环电流控制是一种应用广泛的闭环电流跟踪控制方法。滞环控制器具有闭环调节器和脉宽调制器的双重作用, 可以将误差信号直接转换为开关的 PWM 控制信号。滞环电流控制具有如下特点: 控制方法简单, 容易实现; 能够实现电流的实时控制, 动态性能好; 电流波形中不含有特定次数的谐波分量; 开关频率变化较大, 给输出滤波器的设计增加了难度。在两态滞环电流跟踪控制技术基础上, 结合倍频式 PWM 调制技术, 而得到具有倍频控制效果的并网逆变器三态滞环电流跟踪控制策略。

从提高输出电流脉动频率、减小电流脉动量考虑, 提高功率器件的开关频率是最直接的途径, 但随之也会增加开关损耗, 导致电路效率下降。倍频控制技术可实现 $f_0 = 2f$, 即在不增加开关频率条件下使电路获得较高的输出频率, 或者在相同输出脉动要求下降低功率器件的开关频率, 从而减小开关损耗。

逆变器倍频控制原理如图 6-38 所示, 电路结构与同频式电路完全相同, 差别仅在于采用了不同的控制信号状态分布。

(1) 当 $u_s > 0$ 时, 控制极脉冲序列如图 6-38c 所示。电路具有两种工作模式: 一种模式是 VI_1 和 VI_4 导通 ($u_{g1} > 0$, $u_{g4} > 0$), $u_0 = U_d$, 负载电流线性上升, $i_0 > 0$, 负载从电源吸收能量; 另一种模式是 VI_1 、 VD_3 (或 VI_4 、 VD_2) 导通, $u_0 = 0$, 负载电感释放能

量, 负载电流下降。

(2) 当 $u_s < 0$ 时, 控制极脉冲时序如 6-38d 所示。电路也具有两种工作模式: 一种工作模式是 VI_2 和 VI_3 导通, $u_0 = -U_d$, i_0 负向增长; 另一种模式是 VI_3 、 VD_1 (或 VI_2 、 VD_4) 导通, $u_0 = 0$, 负载电感释放能量, 负载电流下降。输出电压平均值为 $U_0 = -DU_d$ 。

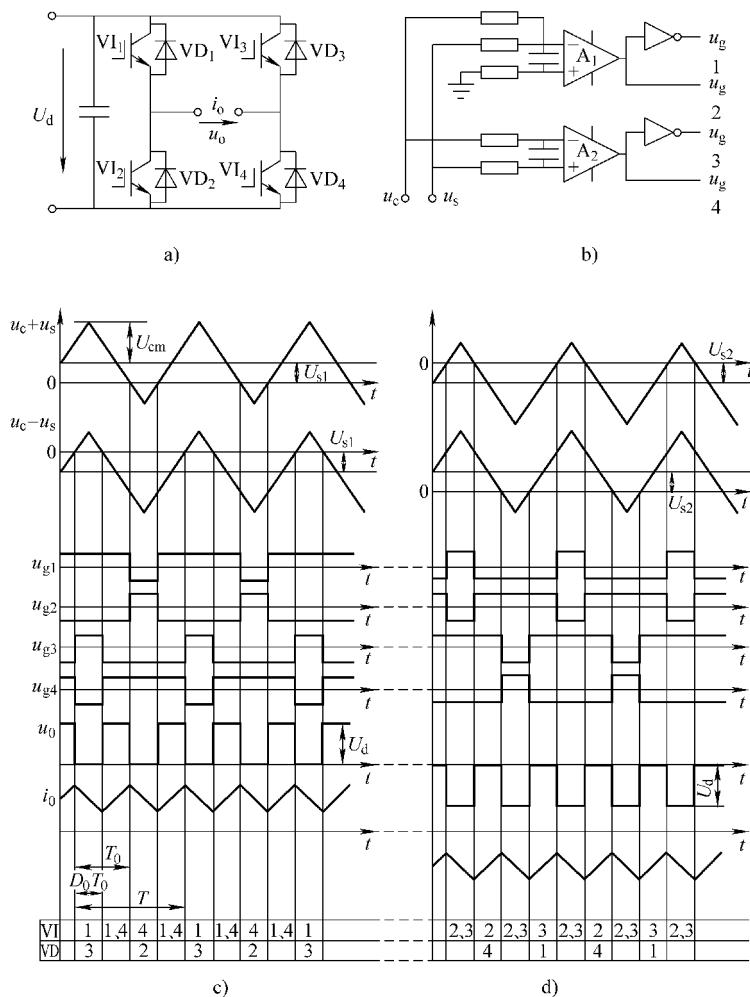


图 6-38 倍频控制单极性 PWM 全桥电路

a) 逆变器主电路 b) 调制电路 c) 输出电压正半周 d) 输出电压负半周

由开关时序可见, 在开关器件 (如 VI_1) 的一个开关周期 $T = f^{-1}$ 中, 输出电压 u_0 已经历了两个工作循环, 对应输出电流 i_0 脉动了两次, 也即 $f_0 = 2f$; 输出电压平均值为 $U_0 = DU_d$, 其中占空比 $D = 1 - D_0$ 。

在两态滞环电流跟踪控制技术基础上, 结合倍频式 PWM 调制技术, 而得到具有倍频控制效果的并网逆变器三态滞环电流跟踪控制策略。如图 6-39 所示, 将参考电流与

输出反馈电流的误差与滞环阈值 H 做比较, 输出电流处于正半周时, 当误差超过滞环的上阈值, 开关管 VI_1 、 VI_3 或 VI_2 、 VI_4 导通, $u_{AB} = 0$, 电感电流续流并下降, 使误差减小; 当误差低于滞环的下阈值, 开关管 VI_1 、 VI_4 导通, $u_{AB} = +U_d$, 电感电流上升, 使误差减小。输出电流处于负半周时, 情况类似。

逆变器在两态调制下只有输入能量和回馈能量两个状态, 故桥臂中点电压 u_{AB} 是双极性变化的, 而三态调制下除了输入能量和回馈能量两个状态外, 另有一续流状态, u_{AB} 在半个输出周期内是单极性调制, 在相同开关频率下电流脉动显然要比两态调制时小。

根据上述三态滞环调制原理, 设计如图 6-40 所示控制开关逻辑。当输出电流处于正半周时, u_{AB} 有 $+U_{dc}$ 和 0 两种输出电平, 即当开关管 VI_1 、 VI_4 导通时, $u_{AB} = +U_{dc}$; 当开关管 VI_1 、 VI_3 或 VI_2 、 VI_4 导通时, $u_{AB} = 0$ 。由开关时序可见, 开关管的一个开关周期中, 输出电压 u_{AB} 已经历了两个工作循环, 实现了倍频控制功能。

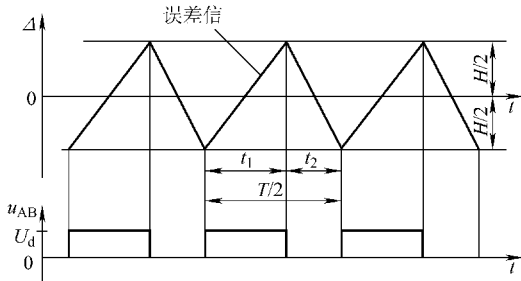


图 6-39 三态滞环调制原理 ($i_{ref} > 0$)

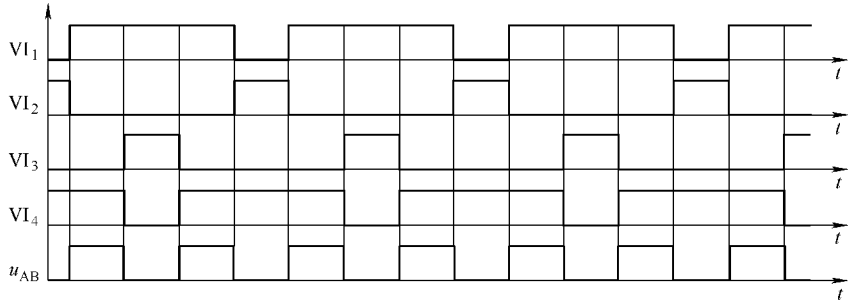


图 6-40 三态滞环控制开关逻辑 ($i_{ref} > 0$)

图 6-41 给出了三态滞环控制状态转换关系。Q、 B_1 、 B_2 表示控制逻辑的 3 个输入，Q 表示上一个零状态输出的类型， B_1 、 B_2 表示参考电流的极性，A、B 表示两个桥臂的工作状态，其中 A 表示第一个桥臂的状态，B 表示第二个桥臂的状态，逻辑 1 表示上桥臂导通，逻辑 0 表示下桥臂导通。QB $_1$ B $_2$ /AB 共有 6 种状态：状态 5 和状态 6 为零状态，桥臂状态 AB 分别为 11 和 00，对应于上桥臂 VI_1 与 VI_3 同时导通或者下桥臂 VI_2 与 VI_4 同时导通，

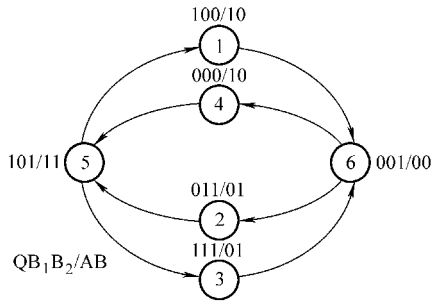


图 6-41 三态滞环控制状态转换图

此时输出电压 u_{AB} 为 0；状态 1 和状态 4 为正向输出状态，AB 桥臂的状态为 10，对应于 VI_1 和 VI_4 同时开通， u_{AB} 等于 $+U_{dc}$ ；状态 2 和状态 3 为负向输出状态，AB 桥臂的状态为 01，对应于 VI_2 和 VI_3 同时导通， u_{AB} 等于 $-U_{dc}$ 。需要注意的是 Q 的状态是变化的，每当由正向或负向输出状态进入零状态的时刻变化一次，这就保证了两个桥臂上的开关次数是相等的。

逆变器输出正向电流时，工作状态转换顺序为 $5 \rightarrow 1 \rightarrow 6 \rightarrow 4 \rightarrow 5$ ；逆变器输出负向电流时，工作状态转换顺序为 $5 \rightarrow 3 \rightarrow 6 \rightarrow 2 \rightarrow 5$ 。只要按上述状态转换顺序设计开关管控制逻辑，即可实现逆变器三态滞环控制， u_{AB} 在一个周期内输出 $-U_{dc}$ 、0、 $+U_{dc}$ 三种电平，而在半个周期内只有两种电平，即 $+U_{dc}$ 和 0 或 $-U_{dc}$ 和 0。

在一个开关周期内，电感电流脉动两次。设开关周期时间为 T ，则 $T/2 = t_1 + t_2$ 。在 t_1 时间内，开关管 VI_1 、 VI_4 导通，电感两端电压为 $u_{AB} - u_g = U_d - u_g > 0$ ，电感电流 i_L 增大。

$$t_1 = \frac{HL}{U_d - u_g} \quad (6-122)$$

t_2 期间，开关管 VI_1 、 VI_3 导通或 VI_2 、 VI_4 导通，电感两端电压为 $u_{AB} - u_g = 0 - u_g = -u_g$ ，电感电流 i_L 减小。

$$t_2 = \frac{-HL}{-u_g} \quad (6-123)$$

电感电流脉动一次周期为

$$\frac{T}{2} = t_1 + t_2 = \frac{HLU_d}{(U_d - u_g)u_g} \quad (6-124)$$

开关管开关周期为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{(U_d - u_g) \cdot u_g}{2HLU_d} \quad (6-125)$$

每半个正弦周期开关次数总和为

$$N = \int_0^\pi \frac{(U_{dc} - U_{gm} \sin \omega t) U_{gm} \sin \omega t}{2HLU_{dc}} d(\omega t) = \frac{4U_{dc} U_{gm} - \pi U_{gm}^2}{2HLU_{dc}} \quad (6-126)$$

当电网电压值为直流侧电压的一半时达到最高开关频率：

$$f_{\max} = \frac{U_{dc}}{8HL} \quad (6-127)$$

在相同电流环宽情况下，三态滞环控制下总开关次数和最高开关频率为两态滞环的四分之一，且电流脉动小。

6.4.2 电流定时比较控制

电流定时比较控制方式是采用时间 Δ 量化的定时采样电流跟踪控制方法。其控制结构图如图 6-42 所示。与滞环控制的主要区别是使用一个由时钟定时控制的比较器代替滞环比较器。当时钟到来时对 Δi_g 的极性判断一次，根据 Δi_g 的极性产生控制逻辑，从而可以控制并网电流跟踪指令电流的变化。该控制方法使 PWM 信号至少一个时钟周

期才会变化一次，因此可以有效地限制最高开关频率。

如果采用双极性调制方式，设定时周期为 T ，则在 VI_1 、 VI_4 导通时，输出电流的变化量 Δi_g 为

$$\Delta i_g = \frac{U_{dc} - u_g}{L} T \quad (6-128)$$

在 VI_2 、 VI_3 导通时，输出电流的变化量 Δi_g 为

$$\Delta i_g = - \frac{U_{dc} + u_g}{L} T \quad (6-129)$$

逆变器输出电流的变化量随着电网电压的变化而变化，在电网电压峰值处电流的变化最大，因此电流的跟踪误差不固定。

电流定时比较控制的特点：控制简单，采用数字控制时控制算法简单，易于实现；最低开关频率由定时周期决定，避免了滞环控制中频率过高的问题；电流跟踪误差变化较大。

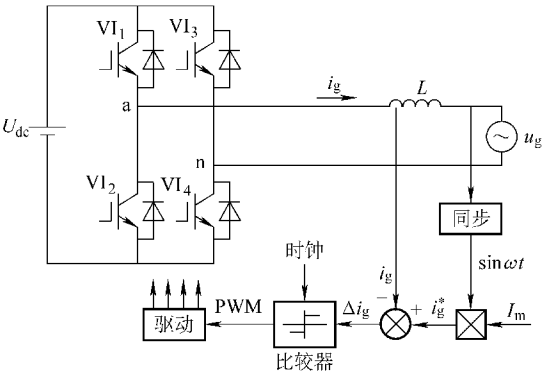


图 6-42 电流定时比较控制并网逆变器结构图

6.4.3 模糊控制

模糊控制是采用模糊数学语言描述控制规则再通过计算机来操纵系统工作的一种非线性控制方式，属于智能控制的范畴。模糊控制与经典控制理论有着本质的不同，其核心在于对已知的对系统粗略的知识运用来描述系统，并在此基础上引入模糊控制算法。该方法有 3 个特点：一是不用数学方程而是用语言为代表的模糊变量描述系统；二是用条件命题语言记述模糊变量间的关系；三是用模糊推理方法实现系统的运算。采用模糊控制构建的控制系统具有如下特点：①模糊控制不依赖被控对象的精确数学模型，特别适宜对参数时变和非线性与不确定性的复杂系统或过程的控制。②模糊控制中的知识表示、模糊规则和合成推理是基于专家知识或操作者的成熟经验，并通过学习可不断更新。③模糊控制抗干扰能力强，响应速度快，并对系统参数的变化有较强的鲁棒性。模糊控制系统的基本结构与原理框图如图 6-43 所示。

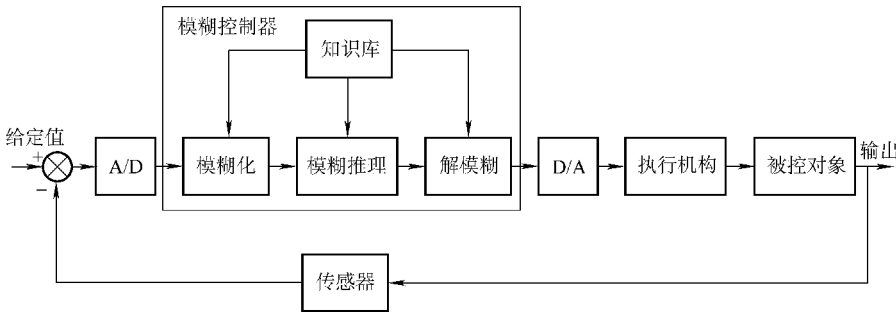


图 6-43 模糊控制系统基本结构与原理框图

从图中可见,模糊控制系统一般由模糊控制器、输入输出接口装置、被控对象、执行机构和传感器5部分组成。

模糊控制器是模糊控制系统的核心,一个模糊控制系统的性能优劣,主要取决于模糊控制器的结构,所采用的模糊规则,合成推理算法以及模糊决策的方法等因素。模糊控制器通常由计算机实现,计算机通过采样获取被控制量的精确值,然后将此反馈值与给定值比较得到误差信号 E (在此取单位反馈)。一般误差信号 E 作为模糊控制器的输入量,把误差信号 E 的精确量进行模糊化变成模糊量,误差 E 的模糊量可用相应的模糊语言表示。至此,得到了误差 E 的模糊语言集合的一个子集 e (e 实际上是一个模糊向量)。再由 e 和模糊控制规则 R 根据推理合成规则进行决策,得到模糊控制量 u 。 u 同样为一个模糊量,为了对被控对象施加精确的控制,还需将模糊量 u 转换为精确量,即在图中称为非模糊化处理(去模糊化),得到了精确的数字控制量后,再通过执行机构施加给被控对象。

模糊控制器的结构设计是指确定模糊控制器的输入变量和输出变量。模糊控制器的控制规则一般是根据专家控制规则提出的,而在控制过程中,人所能获取的信息量基本为3个,即误差、误差的变化及误差变化的变化量,因此模糊控制器的输入变量一般也取这3个。

模糊控制器输入变量的个数称为模糊控制的维数。一维模糊控制器只以误差为输入变量,很难反映过程的动态特性品质,它通常用于一阶被控对象,其动态性能不佳。三维模糊控制器从理论上讲控制精度较高,但模糊控制规则过于复杂,算法实现困难。以误差和误差的变化作为输入变量的二维模糊控制器,由于能够较严格地反映受控过程中输出变量的动态特性,而控制规则和算法又相对简单,因此这类结构的模糊控制器目前被广泛采用。本课题模糊控制器选择误差、误差的变化作为输入的二维结构。

模糊控制器的输出变量可按两种方式给出。一种是输出量即为直接的控制量(绝对式),另一种则是控制量的变化(增量式)。目前一般采用增量式,但有的系统中也将两种方式结合起来,如在误差大时以绝对的控制量输出,而误差小时以控制量的增量输出,通过这种方法可获得较好的上升特性,改善了控制器的动态品质,但模糊控制器的结构及控制算法相对复杂。

在模糊控制的实际应用中,隶属函数形状和它在模糊子集论域内的分布状况,对模糊控制规则的完备性及模糊控制的相互作用性产生重要的影响,从而对控制效果发生作用。常见的隶属函数有三角形、梯形、高斯形、双高斯形、S差形、钟形等。其中三角形隶属函数又分为均匀分布和非均匀分布两种。隶属函数的作用可归结为

(1) 隶属函数的形状对系统的稳定性和快速性有一定影响。采用三角形和高斯型隶属函数时系统控制性能很接近,而梯形隶属函数的控制性能则比前两者稍差,特别表现为超调量和稳态误差较大,系统振荡加剧。一般而言,隶属函数的形状越陡,系统分辨率就越高,控制灵敏度也较高;相反,若隶属函数形状较缓,则控制特性也较平缓,系统的稳定性较好。因此,在选择模糊变量的隶属函数时,在误差较小的区域,可采用分辨率高的隶属函数,使系统具有较好的灵敏度;在误差较大的论域,采用分辨率较低

的隶属函数,使系统具有良好的鲁棒性。

(2) 当三角形隶属函数为非均匀分布时,对比均匀分布方式,系统稳态误差较小,响应更灵敏,曲线上升速度快。由于三角形隶属函数计算比较简单,控制系统的实时性比曲线形隶属函数要好,且采用非均匀分布时可以减小系统静差,提高响应速度,因此在实际控制系统中被广泛采用。

由计算机实现模糊控制算法时,逆变器每个开关周期 A/D 采样得到的被控制量需经计算机计算,得到模糊控制器的输入变量即误差 E 及误差变化 EC 。为了进行模糊化处理,必须将输入变量从基本论域转换到相应的模糊集论域,从而引出量化因子 K_e 和 K_{ec} 的概念。而经模糊控制算法给出的控制量(精确量),还不能直接控制对象,需将其转换到为控制对象所能接受的基本论域中去,所以又引出控制量比例因子 K_u 。

量化因子 K_e 、 K_{ec} 和比例因子 K_u 对控制系统的动静态性能有很大的影响,例如对于一个阶跃给定信号对系统响应分析可归结如下:

(1) 当 K_e 增大时,相当于缩小了误差的基本论域,增大了误差变量的控制作用,因此使得系统上升时间变短,但 K_e 过大时会出现超调,并使得系统的过渡过程变长,严重时甚至使系统产生振荡;若 K_e 较小,则系统上升较慢,快速性差,同时稳态误差较大。

(2) K_{ec} 选择较大时,提高了模糊控制器的灵敏度,能有效地抑制超调,但系统的响应速度变慢; K_{ec} 较小时则会产生较大的超调和振荡。 K_{ec} 对超调的影响十分明显。量化因子 K_e 和 K_{ec} 的大小意味着对输入变量误差和误差变化的不同加权程度,二者之间也相互影响。

(3) 输出比例因子 K_u 作为模糊控制器的输出增益,它的大小直接影响着控制器的输出和模糊控制系统的特性。 K_u 在系统响应的上升和稳定阶段对控制性能有不同影响。在上升阶段, K_u 选择越大系统动态响应越快,但容易导致系统超调;在稳定阶段, K_u 过大会引起振荡。 K_u 较小对系统稳定有利,但将延长响应时间。

另外,量化因子和比例因子的选择并不是唯一的,可能有几组不同的值,都能使系统获得较好的响应特性。对于比较复杂的被控过程,有时采用一组固定的量化因子和比例因子难以收到预期的控制效果,可以在控制过程中采用改变量化因子和比例因子的方法来优化控制性能,对此将有进一步研究。

模糊控制器的核心是“If...Then...”形式的模糊控制规则,控制规则的选取直接关系到系统控制性能的优劣,是模糊控制器设计的关键。模糊控制规则通常是总结专家经验或经反复实验试凑、修改确定。目前模糊推理大概有几十种方法,其中常用的有 MAX-MIN 合成法、拉森乘积运算法和 Sugeno 型推理方法 3 种。其中 Sugeno 型推理方法适合隶属度为单调的情况;而 MAX-MIN 合成法直接采用极大极小运算,计算比较简单,因此在模糊控制系统中应用最为广泛。

下面给出一组实例。模糊控制器采用 PI 型二维结构,输入变量为误差 $E(K)$ 、误差变化量 $EC(K) = E(K) - E(K-1)$,输出量为控制量增量 $U(K) = \Delta u$ 。其中 E 、 EC 和 U 的模糊子集均定义为 $\{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\}$,论域为 $[-8, +8]$ 。

如图 6-44 所示, E 和 EC 的隶属度函数采用对称三角形非均匀分布, U 的隶属度函数采用对称三角形的均匀分布。主模糊控制器的模糊控制规则见表 6-1 所示。

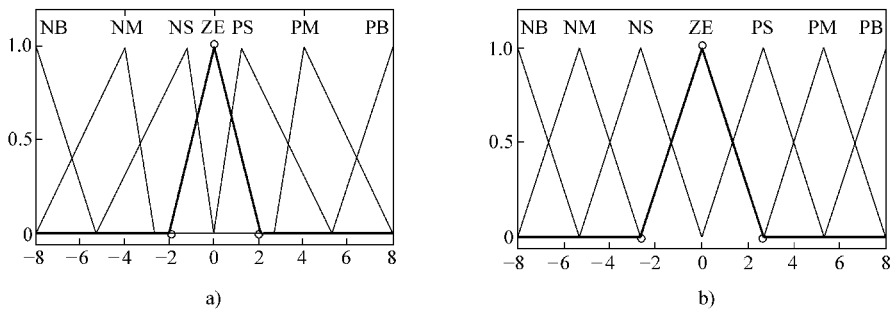


图 6-44 隶属度函数
a) E 和 EC 的隶属度函数 b) U 的隶属度函数

表 6-1 主模糊控制器模糊控制规则表

EC/E	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

解模糊的目的是将模糊推理得到的模糊控制量转化为执行机构所能接受的精确量，但解模糊过程目前尚无系统的方法，以下就常用的几种方法作一比较：

1) 最大隶属度法

这种方法直接选取模糊子集中隶属度最大的元素作为控制量，例如模糊子集为 C ，所选择的隶属度最大的元素 u 应满足：

$$\mu_c(u) \geq \mu_c(u) , \quad u \in U \tag{6-130}$$

若输出量的隶属度函数有多个极值，则取它们的平均值为控制量。

最大隶属度法的优点是方法简单、易行，算法实时性好，能够突出主要信息的控制作用，但对于隶属度较小元素的控制作用没有考虑，利用的信息量少，因此比较粗糙，一般用于控制性能要求不高的系统中。

2) 取中位数法

选取将模糊子集的隶属曲线和横坐标所围成区域的面积平分为一部分的点，即将模糊集中位数作为控制量。该法比较充分地利用了模糊子集提供的信息，但计算比较复杂，在连续隶属函数时需要求解积分方程，而且缺乏对隶属度较大元素提供主导信息的充分重视，因此该法在实际应用中受到一定限制。

3) 加权平均法

如式 (6-131) 所示, 加权平均法针对论域中的每一个元素 $u_i (i = 1 \sim n)$, 以它作为判决输出模糊集合的隶属度 μ 的加权系数, 则平均值 u 就是模糊集合求得的判决结果。

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(u_i) \times u_i}{\sum_{i=1}^n \mu(u_i)} \quad (6-131)$$

有研究表明, 使用取中位数法的模糊控制器类似于多级继电器控制, 加权平均法则类似于 PI 控制器。一般而言, 加权平均法比取中位数法具有更好的静态性能, 动态性能则略逊于取中位数法, 而两种方法都优于最大隶属度法。

PID 控制中的比例增益 K_p 、积分增益 K_i 和微分增益 K_d 均为常数, 一旦控制器设计好以后, 在控制过程中不再改变, 因此 PID 控制属于线性定常控制。

模糊控制本质上为非线性控制, 但是其输入变量也包括 e 和 $edt(ec)$, 输出变量也有 u (位置式输出) 和 Δu (增量式输出) 两种形式, 与 PID 控制的输入输出变量完全相同。类比传统的 PD、PI 和 PID 控制, 可将模糊控制器分为以下 3 种类型。

1) PD 型模糊控制器

其输入为 e 和 ec , 输出为 u , 模糊控制器的功能可看做是一个非线性函数:

$$u = f(e, ec) \quad (6-132)$$

PD 型模糊控制器响应快, 超调较小, 但缺点是存在系统静差。

2) PI 型模糊控制器

其输入为 e 和 ec , 但输出为控制量的增量 Δu , 模糊控制器可表示为

$$\Delta u = f(e, ec) \quad (6-133)$$

此时模糊控制器与常规 PI 控制器类似, 称为 PI 型模糊控制器。PI 型模糊控制器由于引入了积分作用, 因此减小了系统静差, 但缺点是系统响应较慢, 上升时间长, 系统易振荡, 调整时间较长。

3) PID 型模糊控制器

PID 型模糊控制器一般可由两种方式实现: 一种是由一个常规 PI 控制器 (或 PI 型模糊控制器) 和一个二维 PD 型模糊控制器 (或常规 PD 控制器) 并联组成, 两个控制器的输出叠加作为模糊 PID 控制器的总输出。

另一种在二维 PD 型模糊控制器的基础上, 对误差 e 的模糊值进行积分, 将积分值叠加到输出控制量上。而实际上采用三维结构的模糊控制器也相当于一个 PID 型模糊控制器。

PID 型模糊控制器从理论上讲能够综合 PI 和 PD 型模糊控制器的优点, 避免系统稳态误差的产生, 并提高系统动态响应速度。但由于控制规则和参数增多, 使得其设计复杂化, 并产生极限环、振荡和稳定性等问题, 因此在实际应用中主要还是以 PD 或 PI 型模糊控制器为主。

考虑到输出波形稳态精度的要求, 逆变器模糊控制器的输出类型选为 PI 型, 也即控制算法输出为占空比的增量。

6.4.4 参数自调整模糊控制

在复杂系统的控制过程中, 模糊控制器的自适应功能, 一直是控制系统设计者们所追求的目标。自适应模糊控制器的设计应遵循以下两个目标功能: ①根据被控过程的运行状态给出合适的控制规则, 即控制功能。②根据给出的控制规则的控制效果, 对控制器的控制决策进一步改善, 以获得更好的控制效果, 即学习能力。因此, 自适应模糊控制器是同时执行系统辨识和控制任务的, 其本质是通过控制器性能的观察, 作出控制决策, 并用语言形式描述策略。自适应模糊控制器的结构框图如图 6-45 所示。

一般而言, 自适应模糊控制器是在常规模糊控制的基础上增加了以下 3 个功能块构成的: ①性能测量, 用于测量实际输出特性与希望特性的偏差, 以便为控制规则和参数的修正提供信息, 即确定输出响应的校正量。②控制量校正, 将输出响应的校正量按照一定规则转换为对控制量的校正量。③控制规则和参数修正, 对控制量的校正通过修改控制规则和参数来实现。

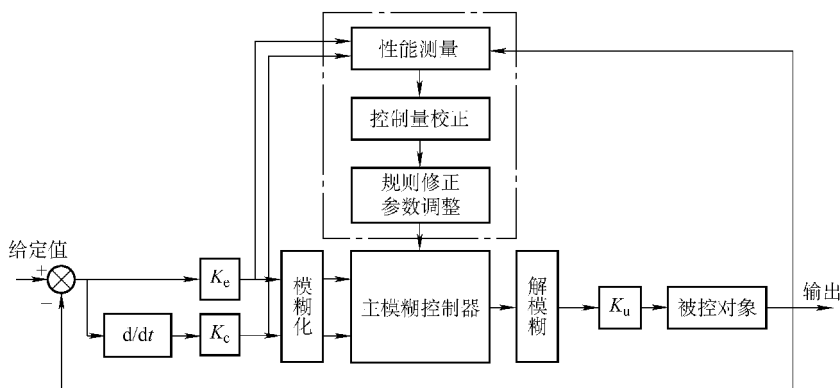


图 6-45 自适应模糊控制器的结构框图

对模糊控制自适应方法的研究始于 20 世纪 70 年代末、80 年代初。近年来人们提出了各种方法, 典型的有如下几类: 基于模糊模型的自适应模糊控制; 模糊模型参考自适应控制; 自适应递阶模糊控制; 结合神经网络的自适应模糊控制; 结合遗传算法的自适应模糊控制; 基于量化、比例和规则因子的自调整方法。

前述的几种自适应模糊控制方法, 虽然在理论研究上取得了一定成果, 但要么是由于本身理论尚不成熟, 要么算法过于复杂或在实际应用中限制条件太多, 难以实现实时控制。而基于量化、比例因子和规则因子的自调整方法, 由于算法简单高效, 控制效果较好, 是自适应模糊控制应用于实时控制中最有效的方法。控制器在线识别控制效果, 依据系统误差、误差变化、各种性能指标如上升时间、超调量、稳态误差和振荡发散程度等对参数进行自整定。量化、比例和规则因子的自调整不仅在方法上有了很多进展,

同时也在实践中取得了较成功的应用。本课题工作着眼于模糊控制在逆变器控制系统中的应用研究，由于逆变器工作于高频开关状态，对控制的实时性要求较高，因此控制算法是否简单、有效及其实用化程度成为选择自适应模糊控制方法类型首要考虑的因素之一。基于以上分析，本课题主要对量化和比例因子自调整这一类自适应模糊控制方法进行研究。

自调整比例因子模糊控制器的设计，在系统控制过程中，比例因子对系统控制性能和稳定性影响更为明显，尤其是在系统初始运行阶段。从手动控制经验看也是如此，操作者主要是根据误差和误差变化，以及系统的控制性能指标来调整控制器的输出增益，即比例因子的大小，以达到理想的控制效果。

基于以上分析，在常规模糊控制器的基础上，引入一个辅助模糊控制器，根据控制过程中根据误差和误差变化的大小及关系，产生一个控制量来实时地修改比例因子，使系统具有更好的输出性能，实现在线自调整比例因子模糊控制。假设主模糊调节器同上，下面介绍辅助模糊控制器。

辅助模糊控制器为 PD 型二维结构，其输入变量与主模糊控制器相同，为误差 $E(K)$ 、误差变化量 $EC(K) = E(K) - E(K - 1)$ ，输出变量为比例因子 K_u 的调整系数 α 。 α 的模糊子集定义为 $\{VS, S, SM, M, BM, B, VB\}$ ，论域为 $[0.5, 1.5]$ 隶属函数采用对称三角形均匀分布，其图形与 U 的隶属度函数相同。辅助模糊控制器的输出量 α 的模糊控制规则见表 6-2。

表 6-2 辅助模糊控制器模糊控制规则表

EC/E	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	VB	VB	VB	B	M	SM	VS
NM	VB	VB	B	B	BM	SM	S
NS	VB	BM	NM	B	VB	S	S
ZE	SM	M	BM	VS	M	BM	SM
PS	S	SM	S	VB	B	BM	VB
PM	S	SM	BM	B	B	VB	VB
PB	VS	SM	M	B	VB	VB	VB

对于表 6-2 有几点需要说明：①表中所列出的辅助模糊控制器输出量 α 的模糊控制规则，是结合主模糊控制器的控制规则得到的。②为保证模糊控制器的输出响应具有较小的超调和较短的上升时间，当误差 E 较大，且与误差变化 EC 符号相反时，应适当减小控制器比例因子的大小。比如此时有控制规则：If E is PB and EC is NS then α is S 或 If E is NM and EC is PM then α is SM。当误差 E 较大，且与误差变化 EC 符号相同时，系统响应正加速偏离设定值，为减小这种不利趋势，应增大比例因子。如此时有控制规则：If E is PB and EC is PS then α is VB 或 If E is NM and EC is NM then α is VB。③当系统响应在设定值附近时（此时误差 E 较小），为防止产生较大的超调或欠调，比例因子

应该具有较宽的变化范围。比如当系统响应刚达到设定值,但又具有迅速向上偏离的趋势时,应适当加大比例因子以减小超调,如此时有控制规则 If E is ZE and EC is NM then α is B 或 If E is NS and EC is PS then α is S。

比例因子调整量 α 与误差 E 和误差变化 EC 的关系可用定义为下式:

$$\alpha(K) = f[E(K), EC(K)] \quad (6-134)$$

式中, f 为 E 和 EC 的非线性函数, 根据一定的模糊控制规则来描述, α 的值完全取决于系统的瞬时状态, 而与对象模型无关。这种基于比例因子的自调整方法实际是一种独立于模型的非线性的可变增益控制器。

6.4.5 开关逆变器重复控制

重复控制在周期性外激励信号的跟踪或抑制方法中, 占有重要的地位。这一方法最早应用于质子加速器控制当中, 并取得了良好的控制效果。重复控制以其相对简单的控制结构, 高精度的完成控制任务的优异特性, 而得到了学者的普遍关注, 并大量应用于各种含有周期信号的控制场合, 如机械手轨迹控制, 磁盘、光盘驱动器, 卫星姿态矫正的伺服机构等。

近年来该方案在逆变电源中的应用研究亦方兴未艾。这是由于在逆变电源中因非线性负载等众多因素引起的干扰具有周期性, 最终这种性质的干扰将导致输出波形畸变亦具有重复性。因而利用重复控制的特殊性质, 能够大大消除输出电压波形的谐波。

内模控制与重复控制, 重复控制是基于内模原理的一种控制思想。所谓“内模”, 是指在稳定的闭环控制系统中包含外部输入信号的数学模型。下面是内模原理的具体表述: 对于一个控制系统而言, 如果控制器的反馈来自被调节的信号, 且在反馈回路中包含相同的被控外部信号动态模型, 那么整个系统是结构稳定的。内模原理的本质是把系统外部信号的动力学模型植入控制器以构成高精度的反馈控制系统。这样的系统能够无静差地跟随输入信号。对于所有的无静差系统, 都存在这样的问题, 即当输入信号趋于零时, 如何保证继续输出适当的控制信号, 维持合适的控制作用。此时虽然给定信号和反馈信号依然存在, 但误差信号为零, 系统信号通路已经断开, 输出与输入无关, 这就要求控制器中必须包含能够反映外部指令信号或干扰的模型, 该模型能持续不断地输出相应的控制信号。从这个角度来说, 内模的作用类似于一个信号发生器, 可以不依赖外部变量给出控制信号。普遍应用的 PI 调节器能够无静差地跟踪阶跃信号就是一个典型的例子。阶跃信号的数学模型为 $1/s$, 而闭环系统中的积分环节也是 $1/s$, 系统包含了外部信号的数学模型, 从而获得了无静差的跟踪给定信号的能力, 可以将 PI 控制理解为内模原理的一个典型应用。

重复控制内模设计, 如果我们可以找到一种可以发出基波及任意次谐波的内模, 在理论上就可以实现无静差的跟踪控制。采用如下形式的内模:

$$G(s) = \frac{e^{-Ls}}{1 - e^{-Ls}} \quad (6-135)$$

L 为给定参考信号的周期。这是一个周期延时正反馈环节, 不管什么形式的信号,

只要重复出现,而且频率是 $1/L$ 的倍数,那么该内模的输出就是对输入信号的逐周期累加。当输入信号衰减为零,该内模依然会不断地逐周期输出与上周期相同的信号,相当于任意信号发生器。因此这样的内模能够满足要求。采用这种特殊形式内模的闭环控制系统称之为重复控制系统。

由于式(6-135)中的纯延时环节难以用模拟器件实现,因而在应用中重复控制都是以数字形式实现的。重复控制器内模的离散形式为

$$G = \frac{Z^{-N}}{1 - Z^{-N}} \quad (6-136)$$

N 为一个基波周期的采样次数。这样就可以得到重复控制系统的基本框图如图6-46所示。

根据图6-46可得到系统的闭环传递函数为

$$\frac{Y}{R} = \frac{P}{z^N + P - 1} \quad (6-137)$$

由式(6-137)可以得到系统稳定的条件为

$$\|1 - P\|_{\infty} < 1 \quad (6-138)$$

重复控制系统的改进,但是在一般情况下,被控对象难以在整个频段内满足式(6-138)的稳定条件,此时必须对控制器加以改造。改造后的重复控制系统框图如图6-47所示。图6-48所示为逆变器参数。下面将以单相全桥逆变器为例,介绍重复控制器的设计方法。

此时系统稳定条件为

$$\|Q - SP\|_{\infty} < 1 \quad (6-139)$$

图6-49是重复控制系统稳定性条件的图形表述。 $H = Q - SP$ 。当 $Q = SP$ 时,所有的极点都位于原点上,此时系统的收敛速度最快。根据内模原理,理想情况下 $Q = 1$,此时 $SP = 1$ 。所以当 SP 的轨迹具有零增益、零相移的特性时,系统具有最好的性能。因此,理想的补偿器应为 $S = 1/P$ 。控制对象的数学模型为

$$P = \frac{u_o}{d} = \frac{u_{dc} \cdot (CR_C s + 1)}{CLs^2 + C(R_C + L_R)s + 1} \quad (6-140)$$

上式中 D 为输入正弦调制信号,由于采用数字控制,将其离散化后得到(采样时间:0.0001s):

$$P = \frac{z}{0.2484z^2 - 0.4734z + 0.2449} \quad (6-141)$$

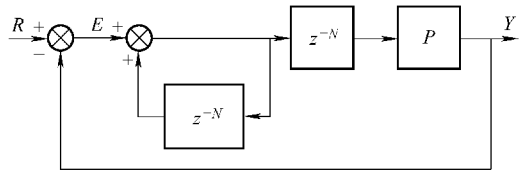


图 6-46 重复控制系统基本原理框图

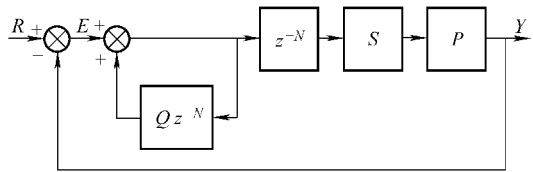


图 6-47 改进型重复控制系统原理框图

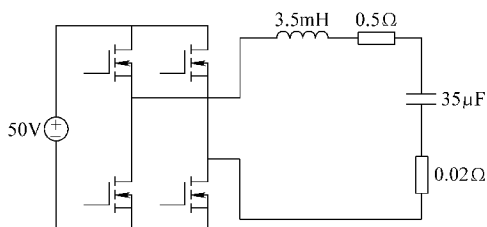


图 6-48 逆变器参数

因此，补偿器 S 为

$$S = \frac{1}{P} = \frac{0.2484z^2 - 0.4734z + 0.2449}{z} \quad (6-142)$$

但是由于存在建模误差，幅值和相位的补偿不可能很精确。对于实际系统而言，中低频段的模型比较准确，可以得到比较理想的补偿效果。但在中高频段，模型误差较大，当频率高于某一值时， SP 的相角可能超出 $(-90, 90)$ 的范围，由于单位圆是与虚轴相切的，因此只要 SP 的幅值不为零， SP 的轨迹必然超出单位圆，使系统变得不稳定。图 6-50 是电感参数发生 10% 的变化时， SP 的伯德图。

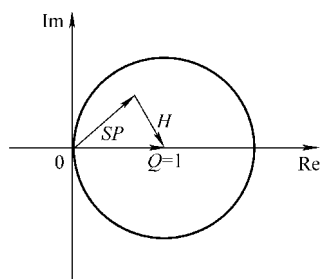
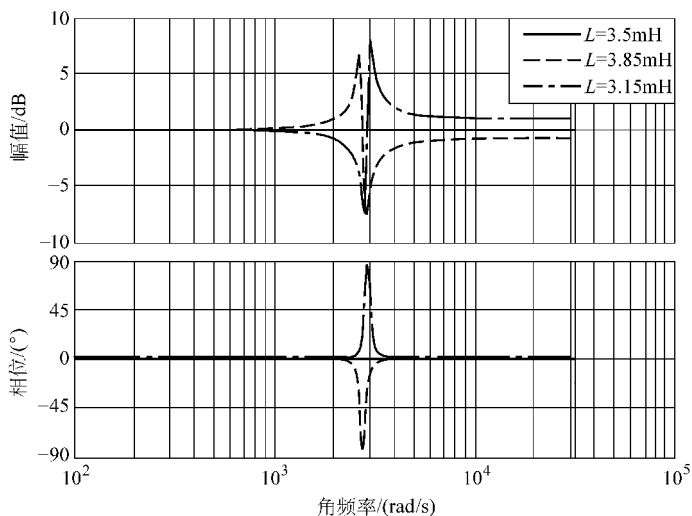


图 6-49 系统稳定性条件的图形表述

图 6-50 电感参数变化时 SP 的伯德图

从图 6-50 可以看到当实际电路参数存在误差时， SP 将不能达到零相移、零增益的

效果。尤其在谐振频率点处，补偿效果最差，极易出现不稳定的情况。

改进内模 Q 的设计 如果重复控制器的内模采用改进型的内模，就可以有效地改善系统稳定性。 Q 可为小于 1 的常数，也可以为具有低通性质的函数。但是引入 Q 之后，当输入信号为零时，改进型内模的输出不能完全复现上个周期的信号，而是逐周期的衰减，这样系统将出现静差。如果 Q 为常数，单位圆的圆心左移 $1 - Q$ ，单位圆包含 2, 3 象限的一部分。此时即使相位误差超过 $(-90, 90)$ ，只要 SP 的增益足够小，系统仍能保持稳定。如果 Q 为低通函数，单位圆的圆心不再是固定值。在低频段，圆心位于 $(1, 0)$ 点，单位圆与虚轴相切，由于补偿精确，系统可以保证稳定。但是随着频率的提高， Q 的幅值减小，圆心逐渐左移，单位圆进入 2, 3 象限，虽然补偿不精确，但是只要 SP 的增益足够小，还是可以保证系统的稳定。与常数 Q 相比，采用具有低通函数的 Q 可以使矢量 SP 的变化范围更大，从而获得比常数型 Q 更大的稳定裕度。图 6-51 是 Q 减小时，系统稳定裕度增大的图形表示。可以看到即使 SP 的相角超出 $(-90, 90)$ 的范围，只要其幅值足够小，就可以保证系统的稳定。

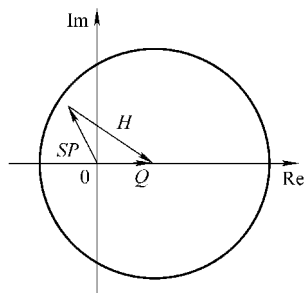


图 6-51 改进型内模稳定裕度增大的图形表述

补偿器 S 的设计：从上面的分析可以看到，在中高频段为了保证系统的稳定性，不论采用哪种形式的 Q ，都需要 SP 的增益小于一定的值，这就提出了另一个对补偿器 S 的设计要求，那就是在补偿不精确的高频段具有衰减特性。通常补偿器 S 设计为如下形式：

$$S = S_p \cdot f_{\text{lowpass}} \cdot z^n \quad (6-143)$$

上式中的 $S_p = 1/P$ ， f_{lowpass} 为补偿滤波器， z^n 为针对补偿滤波器造成的相位延迟设置的相位补偿环节。

从系统稳定性的角度考虑，补偿滤波器的截止频率应设的低一些，保证 SP 在补偿不精确频段增益足够小；从系统动态性能考虑，则希望截止频率尽量高一些，保证更宽频段的谐波抑制能力。所以系统的稳定性和动态性能之间是一对矛盾，要折中考虑。为了保证系统稳定的前提下使系统动态性能更高，就对补偿滤波器的设计提出了很高的设计要求。目的就是为了获得衰减特性更陡峭的滤波器。

目前常见的设计方案有两种，一是二阶低通滤波器和零相移陷波滤波器组合。二阶低通滤波器由于衰减特性不陡峭，只能用来对高频段进行衰减，不能寄希望于它对补偿效果最差的谐振频率处进行有效的衰减。零相移陷波滤波器对特定的频率有很强的衰减和较陡峭的斜率，对周围频段增益影响较小。且具有零相移的特性。以上两种滤波器配合使用，可以获得较理想的中高频段衰减特性。此方案的缺点就是设计复杂，实现困难。

另一种常用的方案是 FIR 数字滤波器。阶数在 50 以上的 FIR 数字滤波器可以提供较理想的衰减特性。这种滤波器还有一个明显优点就是具有线性的相移特性，对它产生

的相位延迟可以方便地计算和进行精确的补偿。关于 FIR 滤波器的设计和实现也有很多软件和资料支持。MATLAB 提供了 FIR 滤波器的设计界面。TI 网站公布了 FIR 滤波器基于 MATLAB 的设计程序和 C 语言环境及汇编语言环境的程序包。以上这些技术支持极大地方便了 FIR 滤波器的实际应用。图 6-52 就是采用阶数为 50，截止频率为 1000Hz 的 FIR 滤波器设计的补偿器对电感参数发生 10% 变化时的控制对象进行补偿的伯德图。从图中可以看到，谐振频率处原有的尖峰已经被有效衰减，配合 Q 的合理设计，可以保证系统的稳定性。

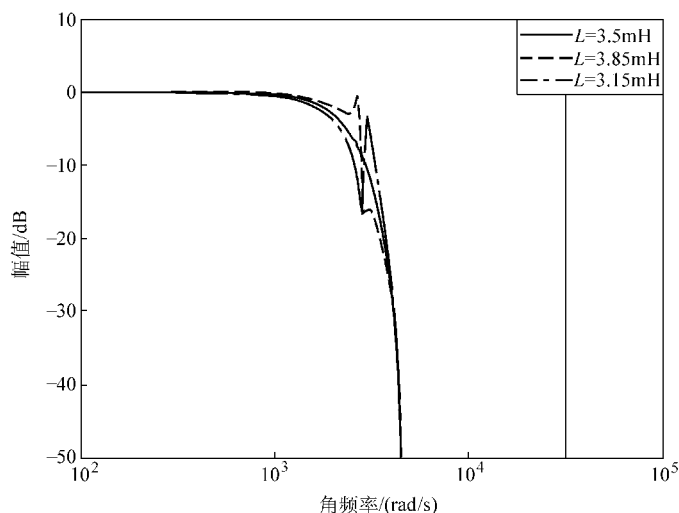


图 6-52 补偿器进行改造后的补偿效果图

6.4.6 单周期控制和定频积分控制

单周期控制技术是 Keyue M. Smedley 提出的一种非线性控制技术，最初应用于 DC - DC 电路，后来逐步推广到各种电力电子电路中。在单周期控制的基础上，又出现了定频积分控制技术，该技术已经成功应用于无源逆变器、PWM 整流器乃至有源电力滤波器中。单周期控制和定频积分控制是目前发展非常迅速的一种跟踪型 PWM 技术，具有良好的应用前景。

单周期控制是一种非线性控制技术，该控制方法的突出特点是：无论是稳态还是暂态，它都能保持受控量（通常为斩波波形）的平均值恰好等于或正比于给定值，即能在一个开关周期内，有效地抵制电源侧的扰动，既没有稳态误差，也没有暂态误差。图 6-53 是单周控制的基本原理图。

假设开关运行开关频率为 $f_s = 1/T_s$ ，开关函数 $k(t)$ 为

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{\text{on}} \\ 0 & T_{\text{off}} < t < T_s \end{cases} \quad (6-144)$$

式中, T_{on} 为开关导通时间, T_{off} 为开关关断时间, $T_{\text{on}} + T_{\text{off}} = T_s$ 。

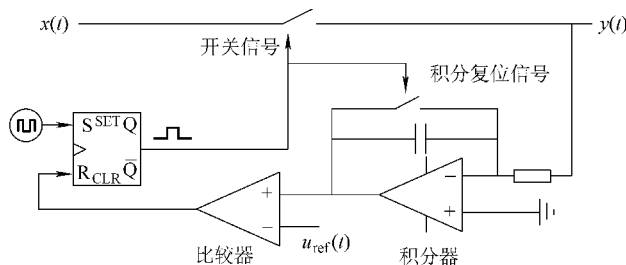


图 6-53 单周期控制基本原理图

在每一开关周期内, 开关导通时间为 T_{on} , 关断时间为 T_{off} , 占空比为 $D = T_{\text{on}}/T_{\text{off}}$, 给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$, 开关输入信号为 $x(t)$, 输出信号为 $y(t)$, 它是由输入信号 $x(t)$ 经开关斩波后形成的信号, 因此又称为开关变量。 $y(t)$ 与 $x(t)$, $k(t)$ 三者之间的关系如下:

$$y(t) = k(t) x(t) \quad (6-145)$$

假设开关频率远大于输入信号 $x(t)$ 及给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$ 的频率, 即在一个开关周期内, $x(t)$ 、 $u_{\text{ref}}(t)$ 均认为是常数。对于传统控制而言, 占空比 D 由给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$ 线性调制而成, 可写为

$$d(t) = K_1 \cdot u_{\text{ref}}(t) \quad (6-146)$$

式中, K_1 为常数。因此输出信号的平均值 $Y(t)$ 为

$$Y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x(t) \cdot k(t) dt \approx x(t) \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} dt = K_1 \cdot x(t) \cdot u_{\text{ref}}(t) \quad (6-147)$$

上式表明: 应用传统电压反馈控制, 输出信号 $y(t)$ 是输入信号 $x(t)$ 与给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$ 的乘积。因此, 输入信号 $x(t)$ 的变化必然导致输出信号 $y(t)$ 的变化, 开关是非线性的。

对于单周控制, 其原则是保证在每一开关周期内, 输入信号 $x(t)$ 的积分值恰好等于给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$, 即

$$\int_0^{T_s} x(t) \cdot dt = u_{\text{ref}}(t) \quad (6-148)$$

整理得

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{dT_s} x(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} u_{\text{ref}}(t) \quad (6-149)$$

由于开关周期 T_s 固定, 则输出信号在每一个开关周期内的平均值 $Y(t)$ 等于给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$, 即为

$$Y(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{dT_s} x(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} u_{\text{ref}}(t) = K_2 \cdot u_{\text{ref}}(t) \quad (6-150)$$

式中, K_2 为常数。

因此，开关输出信号 $y(t)$ 只需在一个开关周期内便可跟踪给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$ ，基于这种思想的非线性技术称为单周期控制技术，采用这种控制技术，开关输出信号 $y(t)$ 只与给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$ 有关，即

$$y(t) = K_2 \cdot u_{\text{ref}}(t) \tag{6-151}$$

开关输出 $y(t)$ 完全抑制了输入干扰，线性的再现了给定信号 $u_{\text{ref}}(t)$ ，因此，单周期控制技术可以将一个非线性开关变成一个线性开关。这种控制可以有效抑制输入信号的扰动，使得系统的输出迅速跟踪输入给定的变化，系统具有优良的抗扰动性和跟随性能。

定频积分控制源于单周期控制，其基本原理如图 6-54 所示。定频积分控制包含了单周期控制的内核，具备单周期控制的特点。除此之外，定频积分控制引入了输出反馈的 PI 控制，使得控制器的应用范围更加灵活，克服了单周期控制技术只能工作于电流连续状态的缺点；参数设计更加宽泛，复位积分时间常数不再必须与时钟周期一致，而是可以调节。定频积分控制技术的应用非常广泛，在各种电力电子变换器中都有应用。

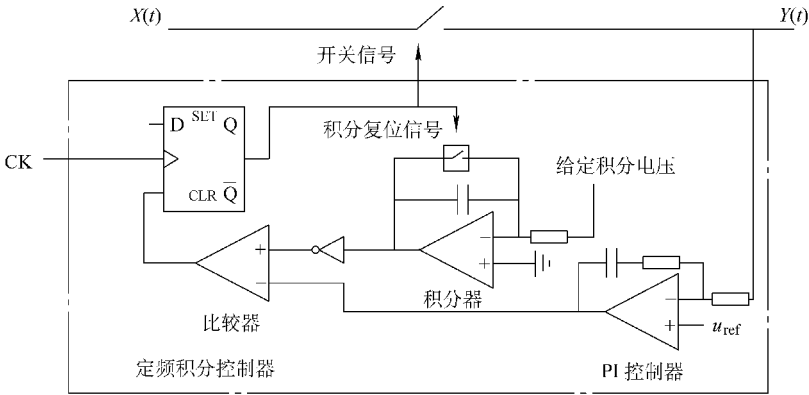


图 6-54 定频积分控制的基本原理

6.4.7 神经网络控制

人类思维的物理结构是人脑神经网络，它由几亿个神经元通过生理结构形成了人脑的物理结构。大脑神经元树突接受信息激活细胞体发出的信息，通过轴突传给另一个神经元。人工神经网络以计算机仿真的方法从物理结构上模拟人脑，使系统具有人脑的某些智能，以神经元节点模拟神经细胞体，以神经元节点间的连接强度模拟树突和轴突，用作用函数模拟突触的作用。人工神经网络理论的研究是当前许多工程研究领域的热点话题，它的应用领域非常广泛，仅在与工业自动化相关的领域，如模式识别、信号处理、知识工程、专家系统、优化组合、智能控制等方向的研究中，已经有许多神经网络应用成功的论文报道。然而在电力电子电路控制中，神经网络的应用相对较少，相关实现多为在外电压环中起到监督控制的作用或是对开关等故障进行分类识别。将神经网络

络技术与滞环控制结合,可以实现基于神经网络的直接电流控制,如图 6-55 所示。

则电流误差与开关函数的关系为

$$s = 1, \quad \text{当 } i^* - i > h \quad (6-152)$$

$$s = 1, \quad \text{当 } |i^* - i| \leq h \quad \text{且 } d(i^* - i)/dt \leq 0 \quad (6-153)$$

$$s = 0, \quad \text{当 } i^* - i < -h \quad (6-154)$$

$$s = 0, \quad \text{当 } |i^* - i| < h \quad \text{且 } d(i^* - i)/dt > 0 \quad (6-155)$$

式中, h 为常数,表示系统运行的电流容差带。神经网络与滞环控制的结合可以发挥各自的优势。应用神经网络实现电流调节,可以发挥神经网络快速的信号处理、学习和概括能力,对参数的变化具有不灵敏性,以期提高系统的鲁棒性。构造如图 6-56 神经网络对开关电路进行控制。

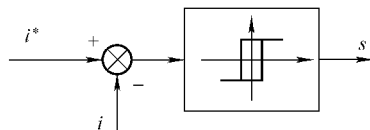


图 6-55 直接电流控制器

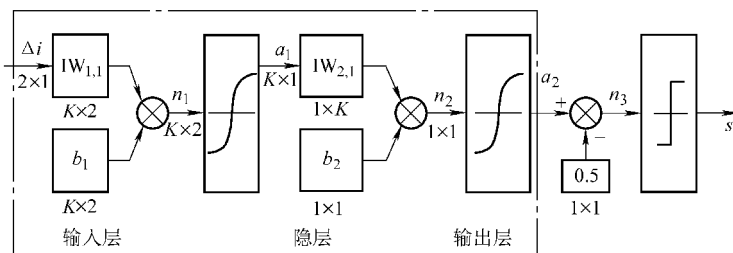


图 6-56 神经网络电流控制器

图 6-56 中神经网络的输入为电流误差量及其微分量,网络的输出为开关信号。网络的设计思想就是依据误差分类得到对应门极信号。在神经网络模型中,通过 BP 算法训练的多层前馈网络以其算法的系统性、完整性和应用的简便性,优于其他形式的网络,其强大的分类功能,特别适合于模式识别和分类的应用。BP 网络简单、灵活、易于实现,虽然存在训练速度慢、易于陷入局部极小等缺点,但如果主体训练可以离线完成,则不会影响系统的实时控制。对于一个 BP 网络,随网络规模扩大其学习复杂性呈指数爆炸,如果输入层和隐层的节点较多,而且收敛的速度会相应地减慢,因此输入数据形式的选取是网络构造中的一个关键问题,直接关系网络的性能。鉴于神经网络的识别特性,在该电路中 BP 网络可以模拟实现滞环电流控制的功能。

BP 网络结构的内部结构可离线训练得到。训练过的神经网络能存储有关过程的知识,能直接从定量的、历史的信息中学习。网络结构可根据需要采用有限结点构成,以保证在运算时间、精度等方面可以满足实时控制的需要。该网络学习了直接电流控制的基本功能,由于神经网络能够滤除噪声,在这个背景下,神经网络控制器具有可以在有噪声的情况下得出正确结论的能力。定义误差及误差变化率为

$$e = i^* - i = 1, \quad \text{当 } i^* - i > h \quad (6-156)$$

$$e = i^* - i = -1, \text{ 当 } i^* - i \leq -h \tag{6-157}$$

$$r = de/dt = 1, \text{ 当 } de/dt > 0 \tag{6-158}$$

$$r = de/dt = -1, \text{ 当 } de/dt \leq 0 \tag{6-159}$$

应用误差反传算法对网络进行训练。误差反传学习算法的主要思想是把学习的过程分为两个阶段：第一阶段（正向传播过程），给出输入信息通过输入层经隐含层逐层处理并计算每个单元的实际输出值；第二阶段（反向传播过程），若在输出层未能得到期望的输出值，则逐层递归地计算实际输出与期望输出之间的差值（即误差），以便根据此差调节权值。设计网络结构为带隐层的结构。这种网络不仅有输入层节点，输出层节点，而且还有一层或多层隐含层节点。对于输入信息，要先向前传播到隐含层的节点上，经过各单元的特性为 Sigmoid 型的激活函数运算后，把隐含节点的输出信息传播到输出节点，最后给出输出结果。神经网络的导师信号见表 6-3。

表 6-3 神经网络滞环控制导师信号

E	de/dt	s
H	1	1
H	-1	1
0	1	1
0	-1	0
-h	1	0
-h	-1	0

网络的学习过程由正向和反向传播两部分组成。在正向传播过程中，每一层神经元的状态只影响下一层神经元网络。如果输出层不能得到期望输出，就是实际输出值与期望输出值之间有误差，那么转入反向传播过程，将误差信号沿原来的连接通路返回，通过修改各层的权值，逐次地向输入层传播去进行计算，再经过正向传播过程，这两个过程的反复运用，使得误差信号最小。实际上误差达到人们所希望的要求时，网络的学习过程就结束了。将这种控制思想用于三相变流器的电流控制。对于三相变流器，假设主电路三相参数对称，输入为理想三相正弦电压源。

图 6-57 所示为三相神经网络控制器。

三相变流器任意时刻总有 3 个开关处于开状态，另 3 个处于关状态。上下桥臂不能同时导通。可以构造神经网络电流内环控制器，应用一个完整独立的网络而不是 3 个互不相关而具有同样电流控制功能的网络来实现三相变流器的控制，这样，三相电流的控制在一个网络中实现，可以体现一些神经网络控制的特殊特性。算法中对于每一个开关矢量共有 27 种导师信号，8 个矢量共有 216 组导师信号。

图 6-58 给出谐波电流控制实现时电流及其频谱图。由于上面所述算法输入信号较多，因此神经网络结构将相对复杂，为进一步简化系统结构优化控制性能，对网络进行改造，实现改进神经网络控制。输入量减为 3 个，仅以边界点作为导师信号，得到 6 组导师信号，见表 6-4。

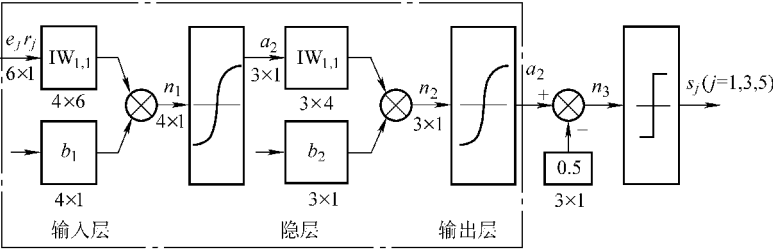


图 6-57 三相变流器神经网络控制器

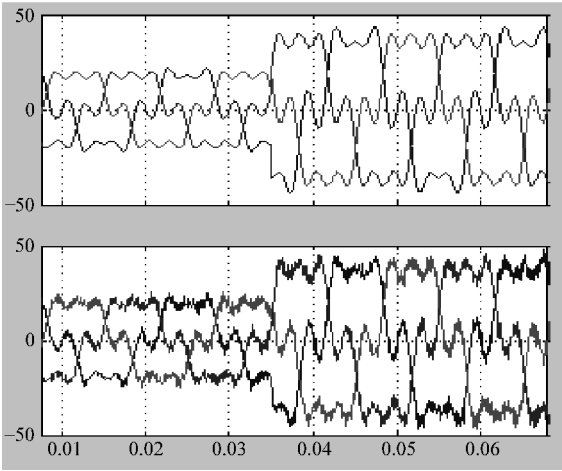


图 6-58 神经网络控制器电流控制效果

表 6-4 网络的导师信号

序号	e_1	e_2	e_3	S_1	S_2	S_3
1	+h	+h	-h	0	0	1
2	+h	-h	-h	0	1	1
3	+h	-h	+h	0	1	0
4	-h	-h	+h	1	1	0
5	-h	+h	+h	1	0	0
6	-h	+h	-h	1	0	1

第7章 开关型逆变器的并联均流技术

多模块并联运行技术是开关逆变电源向大功率方向发展的一个重要途径，也是逆变电源从传统的集中式供电向分布式供电模式发展过程中的一项关键技术。逆变器的并联应用应能体现以下主要优点：

(1) 系统容量组合的高度灵活。积木式容量组合方案，为用户提供各种容量等级的逆变电源。

(2) 逆变器模块中功率开关器件的电流应力小，可靠性高。各模块分担负载功率，大大减小了开关器件的电流应力，不仅可以突破因开关器件造成的对功率等级的限制，而且可使各逆变模块自身工作的稳定性、可靠性得到提高。

(3) 逆变器模块标准化、功率高密度，易于产业化生产。用于并联的逆变器模块，采用标准化生产，产品一致性好、互换性强。

(4) 系统冗余度高、可维护性好。通过 $N+1$ 或 $N+2$ 冗余设计，使系统具有故障容错 (fault-tolerant) 能力及冗余功率，检修维护简便。

由于逆变器输出存在幅值和相位等多个参量，与直流电源模块的并联相比，实现逆变器并联运行更加困难。理想并联运行状态下，各逆变器模块的输出电压幅值相等、频率相等、相位一致，即在任意时刻模块输出的电压差为零。但在实际的逆变器并联系统中，由于电路参数的差异和负载的变化或由于控制系统的固有特性问题，各逆变器模块的输出电压瞬时值往往不可能完全相等。电压差的存在使系统内部形成“环流 (circulating-current)”，而环流对于逆变电源系统的稳定性和可靠性以及逆变器内部功率器件都将产生不利影响，严重时损坏功率器件使系统崩溃，导致供电中断。因此采取有效的环流抑制措施，实现可靠的负载功率均分，是逆变器并联运行控制的关键。

7.1 逆变器并联运行的原理与分析

常规的同步发电机并联供电系统，输出电压频率和相位可实现自同步，而 PWM 逆变器并联系统不具有这种自同步能力。为确保 PWM 逆变器并联运行的稳定与可靠，系统中的各逆变器模块必须满足以下基本条件：

(1) 输出电压的幅值、相位和频率应一致。频率微弱差异的积累将造成并联系统输出幅度的周期性变化和波形畸变；幅值不等将引起各并联单元之间的环流；相位不同将使输出不稳定，而在并切过程中则可能造成强烈冲击。

(2) 在输入电压和负载变化范围内，各逆变器模块均分负载电流，且动态响应特性要好。若负载不均分，负担较重的模块会因为长期过载运行造成热应力大而降低系统的可靠性。

(3) 可靠的保护措施。除模块内部故障保护外,当出现环流或同步异常,应快速采取相应措施,确保系统工作可靠性。

7.1.1 并联逆变器负载均分原理

如图 7-1 所示,两台逆变器模块并联运行等效电路模型。 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 分别是两个逆变器输出 SPWM 电压波中所含的基波分量, $\dot{U}_{11}$ 、 $\dot{U}_{22}$ 则分别是各自输出端电压, $\dot{U}_o$ 是并联结点电压 (即负载电压); L_1 与 C_1 、 L_2 与 C_2 分别代表两个逆变器的输出滤波电感、电容,滤波电感连接电阻及其内阻分别 r_{L_1} 和 r_{L_2} 表示,而 r_1 和 r_2 表示并联连接 (导线) 电阻, Z_o 为公共负载。

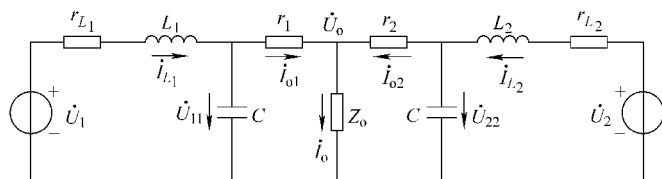


图 7-1 两台逆变器并联运行等效电路

通常连接导线很短,为了简化分析,忽略 r_{L_1} 和 r_{L_2} 、 r_1 和 r_2 的影响。根据图 7-1 可列出以下电路基本方程:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 - j\omega L_1 \dot{I}_{L_1} = \dot{U}_o \\ \dot{U}_2 - j\omega L_2 \dot{I}_{L_2} = \dot{U}_o \\ \dot{I}_{L_1} + \dot{I}_{L_2} = \dot{I}_{C_1} + \dot{I}_{C_2} + \dot{I}_{o1} + \dot{I}_{o2} \\ \dot{I}_{o1} + \dot{I}_{o2} = \dot{I}_o \\ \dot{I}_{C_1} = j\omega C_1 \dot{U}_o \\ \dot{I}_{C_2} = j\omega C_2 \dot{U}_o \end{cases} \quad (7-1)$$

式中, $\dot{I}_{C_1}$ 、 $\dot{I}_{C_2}$ 分别是流入电容 C_1 、 C_2 的电流,当 $C_1 = C_2 = C$, $L_1 = L_2 = L$ 时,可推得

$$\begin{cases} \dot{I}_{L_1} = \left(\frac{1}{2} \dot{I}_o + j\omega C \dot{U}_o \right) + \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{2j\omega L} \\ \dot{I}_{L_2} = \left(\frac{1}{2} \dot{I}_o + j\omega C \dot{U}_o \right) - \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{2j\omega L} \end{cases} \quad (7-2)$$

由式 (7-2) 可得出以下基本结论: ①当 $\dot{U}_1 \equiv \dot{U}_2$ 时, $\dot{I}_{L_1} \equiv \dot{I}_{L_2} = (\dot{I}_o/2) + j\omega C \dot{U}_o$, 两个逆变器对负载电流是均分的; ②当 $\dot{U}_1 \neq \dot{U}_2$ 时, $\dot{I}_{L_1}$ 、 $\dot{I}_{L_2}$ 由负载电流分量和环流分量

两部分组成,两个逆变器对负载电流的分担是不均衡的;③当 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{U}_2$ 同相位时,不同幅值环流体现为一无功分量,对电压高的逆变器环流呈容性,对电压低的逆变器环流呈感性;④当 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{U}_2$ 幅值相等时,相位超前者环流分量为正有功分量(输出有功),相位滞后的环流分量为负有功分量(吸收有功);⑤在 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{U}_2$ 既不同相位又不等幅值时,则环流分量中既有无功分量部分,又有有功分量部分。

7.1.2 并联逆变器系统的环流分析

1. 并联系统环流的基本概念

考虑因各逆变器单元输出特性间的差异所造成的环流影响,假设在静态下的 $\dot{U}_{11}$ 和 $\dot{U}_{22}$ 为标准正弦,忽略波形畸变的影响,则由图 7-1 可知

$$\begin{cases} \dot{U}_o = (\dot{I}_{o1} + \dot{I}_{o2})Z_o = \dot{I}_o Z_o \\ \dot{U}_{11} = \dot{U}_o + \dot{I}_{o1}r_1 \\ \dot{U}_{22} = \dot{U}_o + \dot{I}_{o2}r_2 \end{cases} \quad (7-3)$$

即有

$$\dot{U}_o = \left(1 - \frac{r_1}{r_1 + r_1 // Z_o}\right)\dot{U}_{11} + \left(1 - \frac{r_2}{r_2 + r_2 // Z_o}\right)\dot{U}_{22} \quad (7-4)$$

若 $r_1 = r_2 = r$, 且有 $r \ll Z_o$, 则式 (7-4) 可简化为

$$\dot{U}_o = \left(1 - \frac{r}{r + r // Z_o}\right)(\dot{U}_{11} + \dot{U}_{22}) \approx \frac{1}{2}(\dot{U}_{11} + \dot{U}_{22}) \quad (7-5)$$

定义环流:

$$\dot{I}_H = \frac{1}{2}(\dot{I}_{o1} - \dot{I}_{o2}) \quad (7-6)$$

因 $\dot{I}_o = \dot{I}_{o1} + \dot{I}_{o2}$, 故有:

$$\begin{cases} \dot{I}_{o1} = \frac{1}{2}\dot{I}_o + \dot{I}_H \\ \dot{I}_{o2} = \frac{1}{2}\dot{I}_o - \dot{I}_H \end{cases} \quad (7-7)$$

$$\dot{I}_H = \frac{1}{2}(\dot{I}_{o1} - \dot{I}_{o2}) = \frac{1}{2}\left(\frac{\dot{U}_{11} - \dot{U}_o}{r} - \frac{\dot{U}_{22} - \dot{U}_o}{r}\right) = \frac{\dot{U}_{11} - \dot{U}_{22}}{2r} = \frac{1}{2r}\Delta\dot{U} \quad (7-8)$$

根据上述电量关系,可得到图 7-2 所示的两台逆变器并联运行时电压、电流相量关系图,其中 φ 为负载功率因数角, φ_{11} 、 φ_{22} 为 $\dot{U}_{11}$ 、 $\dot{U}_{22}$ 与 $\dot{U}_o$ 的相位差。由式 (7-8) 并分析对比图 7-2 中各相量图可知:

(1) 因 $\dot{U}_{11}$ 和 $\dot{U}_{22}$ 幅值不等或相位差异而导致存在 $\Delta\dot{U}$, 更由于线路阻抗 r 非常小,

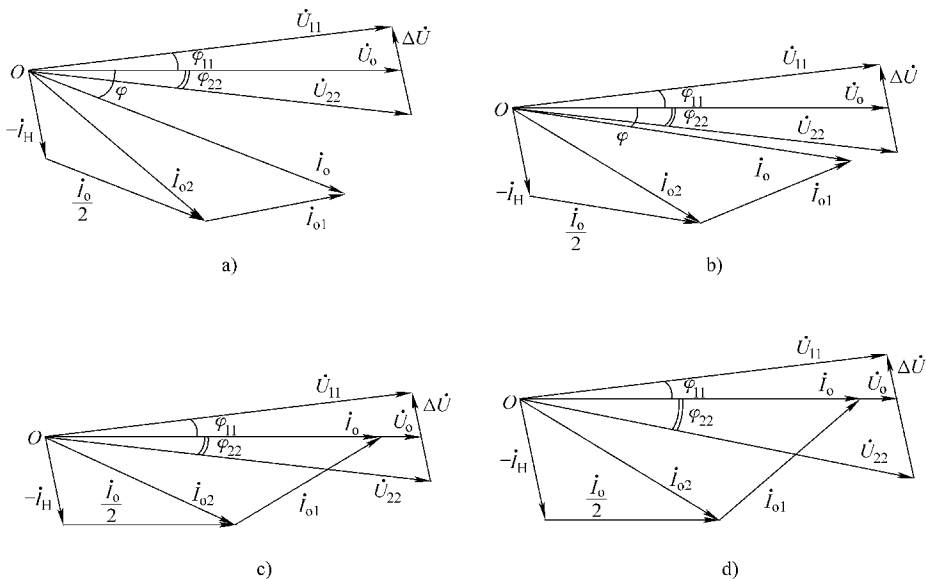


图 7-2 两台逆变电源并联时电压电流矢量图

故而形成较大的环流 $\dot{I}_H$ 。

(2) 环流的相位及幅值仅与 $\Delta \dot{U}$ 有关而与负载大小无关。

(3) 在相同环流大小情况下，负载阻抗角 φ 越大则各逆变器输出电流的幅值差越大，纯阻性负载下输出电流的幅值差最小。

(4) 环流随相位差 $\Delta\varphi = \varphi_{11} + \varphi_{22}$ 的增大而呈非线性上升。

(5) 逆变器输出电流的相位随着 $\Delta\varphi$ 的变化大幅度变化，从而使两逆变电源的输出等效负载呈现为容性或感性，且功率因数很低。

(6) 环流 $\dot{I}_H$ 可看作两个相互垂直的电流相量的合成，其中与 $\dot{U}_{11}$ ($\dot{U}_{22}$) 同向的分量在线路阻抗、功率管压降、电感内阻上消耗了有功功率；而与 $\dot{U}_{11}$ ($\dot{U}_{22}$) 垂直的分量则以无功功率的形式在不同单元间传送，它会加大逆变模块中的功率器件及输出滤波器等的电流应力和热应力，严重时将导致逆变器模块和并联系统无法正常工作，甚至损坏。

2. 功率偏差与环流

同功率容量的逆变器并联时，不论并联逆变器输出的有功功率还是无功功率不一致时，如果这个功率的偏差并不消耗在负载上而在逆变器之间则就会导致环流的产生。功率的均分程度就反映了逆变器之间负载均分的程度，因此可以通过控制逆变器的功率流动达到均流的目的。

以下以两台逆变电源向同一负载供电为例进行分析，为了便于分析，并联系系统简化成如图 7-3 所示。

逆变器 1 供给负载的复功率为

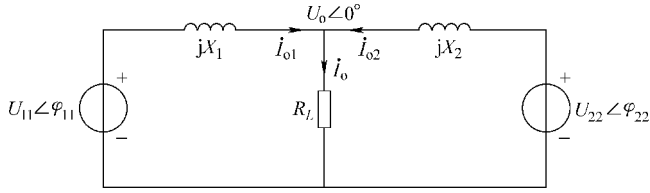


图 7-3 两台逆变器并联简化电路

$$S_1 = P_1 + jQ_1 = \dot{U}_o \dot{I}_{o1}^* \quad (7-9)$$

输出电流为

$$\dot{I}_{o1} = \frac{U_{11} (\cos \varphi_{11} + j \sin \varphi_{11}) - U_o}{jX_1} \quad (7-10)$$

故

$$\begin{aligned} S_1 &= U_o \left[\frac{U_{11} (\cos \varphi_{11} + j \sin \varphi_{11}) - U_o}{jX_1} \right]^* \\ &= \frac{U_o U_{11} \sin \varphi_{11}}{X_1} + j \frac{U_o (U_{11} \cos \varphi_{11} - U_o)}{X_1} \end{aligned} \quad (7-11)$$

由此可得到逆变器 1 输出有功功率和无功功率为

$$\begin{cases} P_1 = \frac{U_o U_{11} \sin \varphi_{11}}{X_1} \\ Q_1 = \frac{U_o (U_{11} \cos \varphi_{11} - U_o)}{X_1} \end{cases} \quad (7-12)$$

由于一般逆变器输出电压 $\dot{U}_{11}$ 和系统电压 $\dot{U}_o$ 间的相位差很小，即 $\sin \varphi_{11} \approx \varphi_{11}$ ，且令 $U_{11} = k_1 U_o$ ，则

$$\begin{cases} P_1 = \frac{k_1 \varphi_{11} U_o^2}{X_1} \\ Q_1 = \frac{(k_1 \cos \varphi_{11} - 1) U_o^2}{X_1} \end{cases} \quad (7-13)$$

令 $U_{22} = k_2 U_o$ ，则同理逆变器 2 的输出功率为

$$\begin{cases} P_2 = \frac{k_2 \varphi_{22} U_o^2}{X_2} \\ Q_2 = \frac{(k_2 \cos \varphi_{22} - 1) U_o^2}{X_2} \end{cases} \quad (7-14)$$

由式 (7-13) 和式 (7-14) 可以看出逆变电源的输出有功功率主要取决于功率角 φ_{11} 和 φ_{22} ，而输出无功功率则主要取决于输出电压幅值 (U_{11} 、 U_{22})，因此，从功率均衡的要求分析：①频率及相位上的严格一致是保证并联逆变电源输出功率均衡的前提，即使频率相同，微小的相位差都可能使并联运行的逆变电源输出有功严重不平衡，当输

出功率较小或相差较大时,某些逆变电源甚至可能运行于整流状态(吸收输出端的功率);②输出电压幅值不相同,将导致输出电流中含有无功环流成分,使各逆变电源的输出电流增加,轻则增加运行消耗,严重时会使逆变电源过载或过电流保护电路动作,并联系统无法正常工作;③可以通过调节逆变电源的输出电压幅值或系数 k_1 、 k_2 来控制无功输出,调节输出电压的相位差(φ_{11} 、 φ_{22})来控制有功输出,实现动态的环流抑制。

3. 影响环流的主要因素

造成并联环流的具体原因有很多,如:输出滤波参数、开关死区、反馈系数、参考给定等差异,都可能引起环流。尤其逆变器开关信号的死区会引起输出电压的畸变而产生不可预知的谐波分量,从而产生谐波环流。

SPWM 逆变器控制方法以电压、电流双闭环控制最为典型,控制框图如图 7-4 所示,外环为电压瞬时值反馈闭环控制,电流内环以输出滤波电感的电流作为反馈信号。

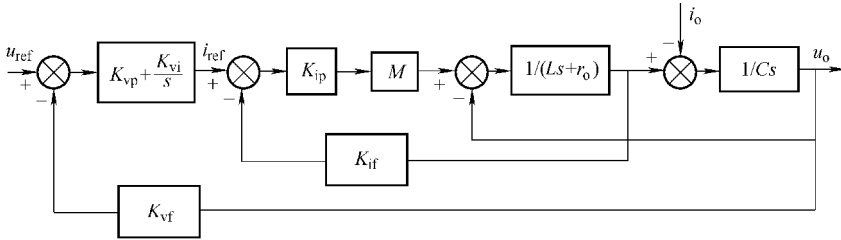


图 7-4 双闭环逆变器控制框图

这种双闭环控制逆变器在并联运行时,产生环流的原因可归为两种:一是电压基准(参考电压给定 u_{ref} 的参数)不一致;另一种是因电路元器件特性差异而导致逆变器结构参数不一致,当然也包括闭环反馈系数(K_{vf} 和 K_{if})的差异在内。

令 $i_o = 0$ (即当逆变器空载)时,可得增益:

$$G_o = \left. \frac{U_o(s)}{U_{ref}(s)} \right|_{i=0} = \frac{MK_{ip}K_{vp}s + MK_{ip}K_{vi}}{LCs^3 + (r_oC + MK_{ip}K_{if}C)s^2 + (1 + K_{vf}MK_{ip}K_{vp})s + K_{vf}MK_{ip}K_{vi}} \quad (7-15)$$

令逆变器参考给定输入 $U_{ref} = 0$ 时,可得系统输出阻抗为

$$Z = \left. \frac{U_o(s)}{i_o(s)} \right|_{U_{ref}=0} = \frac{Ls^2 + (r_o + K_{if}MK_{ip})s}{LCs^3 + (r_oC + MK_{ip}K_{if}C)s^2 + (1 + K_{vf}MK_{ip}K_{vp})s + K_{vf}MK_{ip}K_{vi}} \quad (7-16)$$

由式(7-15)和式(7-16)可得到双闭环控制逆变器的戴维南等效电路如图 7-5 所示(其中负载设为 Z_o)。于是,逆变器结构参数的不一致都可归结为增益 G_o 和输出阻抗 Z 的不一致。实际上,所有各种导致 G_o 和 Z 参数不一致而产生环流的结果最终都

可由输出电压差异来表示, 因此可以等效并入因参考电压差而产生环流。

基于上述模型, 对双单元逆变电源并联系统环流情况作仿真, 重点反映由参考电压不一致所导致的环流特性。单元逆变电源仿真参数为: 直流侧输入 DC 400V, 输出 AC 220V/50Hz, 电压调节器参数 $K_{vp}=50$ 、 $K_{vi}=278$, 电流调节器参数 $K_{ip}=3.1$, 电压反馈系数 $K_{vf}=0.01$, 电流反馈系数 $K_{if}=1$, 参考电压基准 $U_{ref}=3.1V$ 。

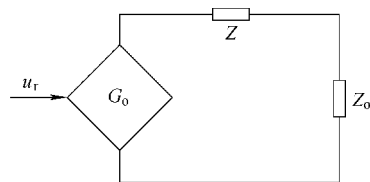


图 7-5 双闭环逆变器等效电路图

当两台逆变器的 U_{ref} 存有幅值差时的仿真结果如图 7-6 所示, 图中 i_{o1} 和 i_{o2} 是两台逆变器各自输出电流, i_H 为环流, 显见: U_{ref} 幅值差越大环流越大。

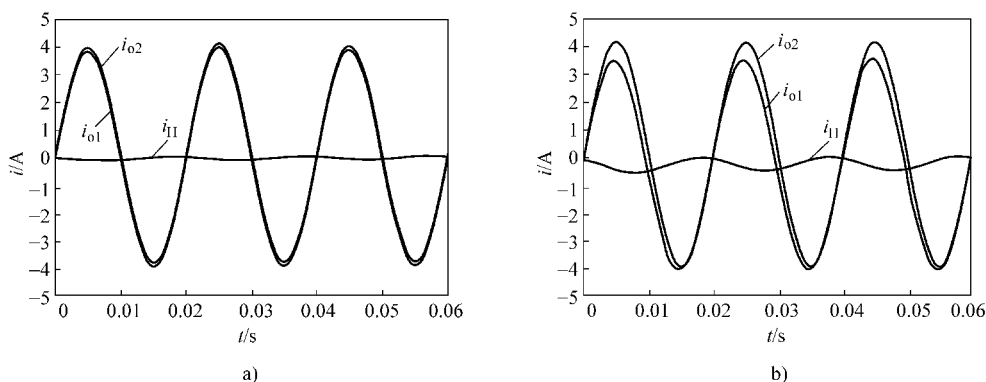


图 7-6 参考电压存在幅值差时的逆变器输出电流及环流情况

a) $U_{ref1}=3.1V$ 、 $U_{ref2}=3.101V$ b) $U_{ref1}=3.1V$ 、 $U_{ref2}=3.105V$

当两台逆变器的 U_{ref} 存有相位偏差时的仿真结果如图 7-7 所示, 显见: 当 U_{ref} 存有相位差异时对并联系统的环流影响更大, 微弱的相位偏差就会导致较大的环流。

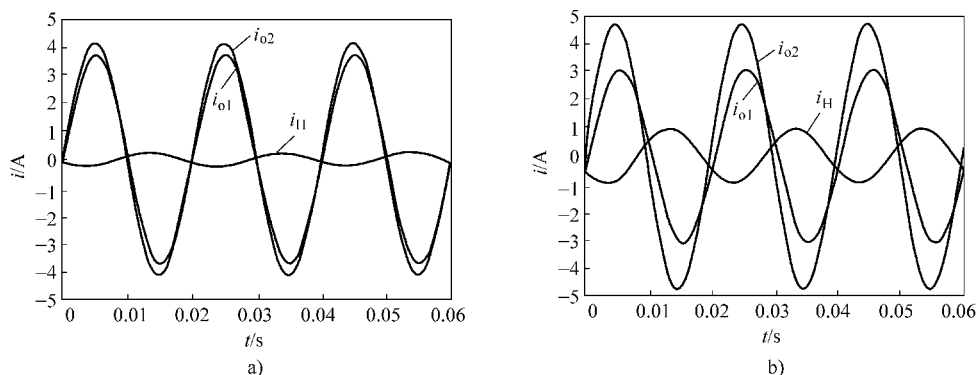


图 7-7 参考电压存在相位偏差时的逆变器输出电流及环流情况

a) U_{ref1} 比 U_{ref2} 滞后 $5\mu s$ (0.09°) b) U_{ref1} 比 U_{ref2} 滞后 $20\mu s$ (0.36°)

由分析结论和仿真结果，将电压电流双闭环控制逆变器产生并联环流的种种因素都等效成逆变器电压基准的差异，这样，对并联环流的抑制就可以统一通过调整各并联单元的电压基准来实现。

7.2 逆变器并联均流控制技术

逆变器并联运行中的技术关键在于负载均分（均流）（current – sharing）控制和环流（circulating – current）抑制，基本控制要求是：① 各并联逆变器模块自动均分负载电流，尽可能减小或有效抑制模块间环流；② 尽可能不增加外部均流控制措施或控制单元、尽可能少的模块互连线，以提高系统可靠性，并使均流技术与冗余技术“兼容”；③ 当供电电压和负载电流变化时，或在模块实施冗余切换时，或热插拔（hotplug – in）时，保持输出电压稳定，并且均流的瞬态响应好。

对于 SPWM 逆变器并联均流控制的方法，过去已提出了许多具有不同复杂程度和均流性能的方法，对这些方法的归类也不统一，如分集中控制、主从控制、分散逻辑控制和无互连线独立控制四大类，还有简单按集中控制与分散逻辑控制方式分类，或按有无均流控制互连线分类，某种意义上都能显现各自系统的优越性。这里从均流控制机制上，对常见并联控制方法及分类作如图 7-8 所示归纳。

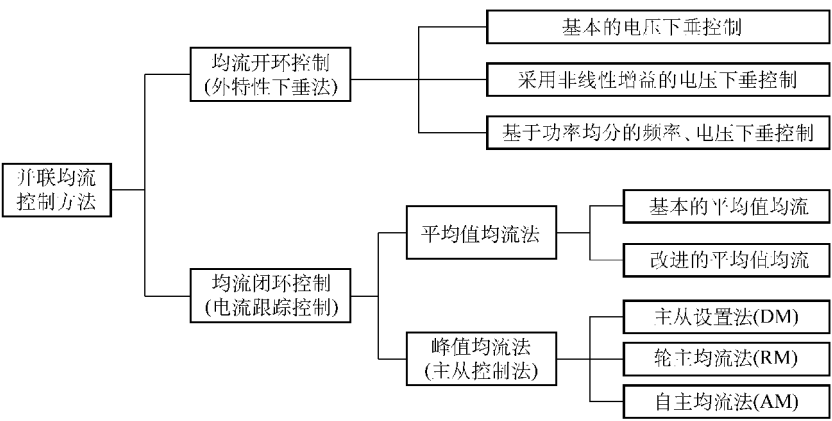


图 7-8 并联控制方法及分类

7.2.1 均流开环控制

这一类方法的共同点是基于分散控制逻辑的逆变器输出特性下垂控制（Droop），属于无互连线独立控制，各模块仅在负载端相连，系统可靠性高。由于输出特性下垂意味着输出阻抗的变化，下垂特性将造成系统偏离理想工作点，输出电压或频率随负载而变，尤其在动态过程或带非线性负载时均流控制效果差。

1. 基本的电压下垂控制

基于下垂特性（见图 7-9）的逆变器输出电压可表示为 $U_o = U_{\text{initial}} - I_o R_{\text{droop}}$ ，其中 U_{initial} 为空载输出电压，等效输出阻抗 R_{droop} 又称为下垂增益。输出电压下垂特性是通过输出电流反馈来获得的，某模块输出电流的增大，将导致该模块输出电压的下降。然而由于所有模块的输出都并联在一起，故输出电压是相等的，且相对稳定，因此，模块的输出电流就取决于该模块输出电压设定和下垂增益 R_{droop} ，如图 7-9 所示。各模块基准电压一致性越好、下垂增益越大，则负载均分效果越好。也就是说，均流效果的获得是以牺牲电压调节性能为代价的。

基本电压下垂控制法的优点：① 模块直接并联，无专门控制环节，实现简单；② 无须互连线，可靠性好。缺点：① 从均流角度讲，属于开环控制，均流效果差；② 均流精度以牺牲输出电压调节为代价。特性越软，均流越好，但输出电压调节特性越差，负载的变化将引起较大输出电压波动；③ 对模块参数一致性要求高。

2. 采用非线性增益的电压下垂控制

这是一种改良的电压下垂法，与基本电压下垂法相比：提高了均流精度，且可（在最大峰值电流范围内）改善电压调节特性，输出电压稳定度好；一定程度上降低了对参数一致性的要求；理论上可适用于不同输出特性斜率。

如图 7-10 所示，当输出电流小于设定值时，输出电压为斜线 #1、#2，当输出电流大于设定值时，输出电压斜线为 #1'、#2'。因为所存储的 $k_2 (I_{O-N(\text{PEAK})} - I_{O(\text{SET})})$ 在不断减小，如果输出电流再次小于给定时，则电压斜线为 #1''、#2''，而不是 #1、#2。可见，这种方式极大地提高了均流精度。

3. 基于有功、无功均分的频率、电压下垂控制

该控制又称功率偏差并联控制，其控制思想基于在逆变电源并联运行中，有功偏差主要取决于模块输出电压的频率差，而无功偏差仅取决于输出电压的幅值差，如图 7-11 所示。

每个模块检测、计算出自身输出的有功偏差和无功偏差，相应调节输出电压的频

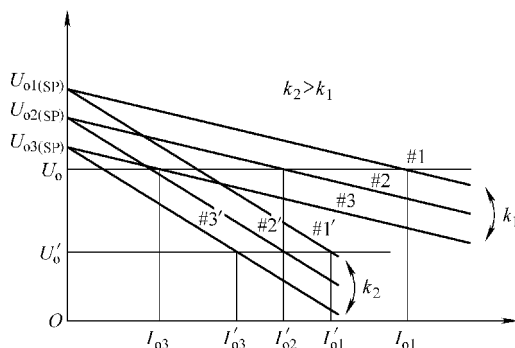


图 7-9 电压下垂控制

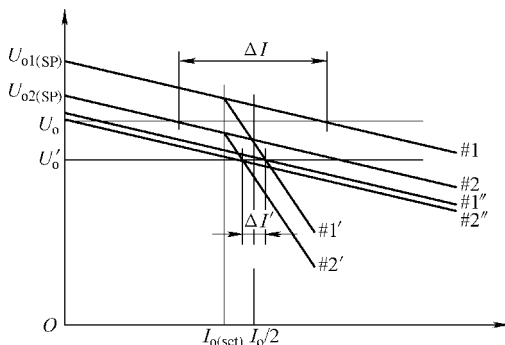


图 7-10 采用非线性增益的电压下垂控制

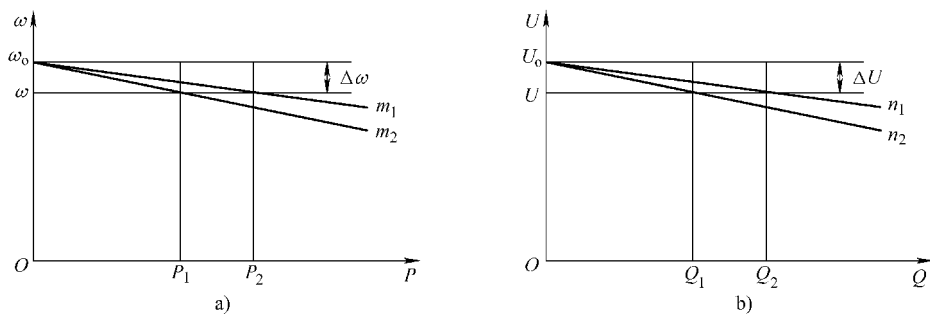


图 7-11 频率下垂特性和电压下垂特性

率 ω (或相位 ϕ) 和幅值 U_i , 保证各模块输出功率相等, 进而达到均流控制的目的。控制 U_i 、 ϕ 所需的信息均来自逆变器内部, 不需要与其他模块通信, 可以实现无互连线控制; 而调节有功时也不必知道电压的实际相位, 只需对输出频率作相应调整。

图 7-12 所示为采用频率、电压下垂控制的并联逆变器原理构成。方法优点: 系统同步及均流控制所需要信号取自各模块本身, 无互连线, 可靠性好, 容量的扩展方便、灵活。缺点: 有功、无功的检测计算复杂, 受计算功率所用滤波器和下垂斜率制约, 动态响应速度和稳定性差; 非线性负载条件下由于波形畸变产生失真功率 D 而导致功率均分效果差; 下垂特性造成系统的频率和电压随负载而变, 偏离理想工作点; 每个模块个别调整, 调整精度差。

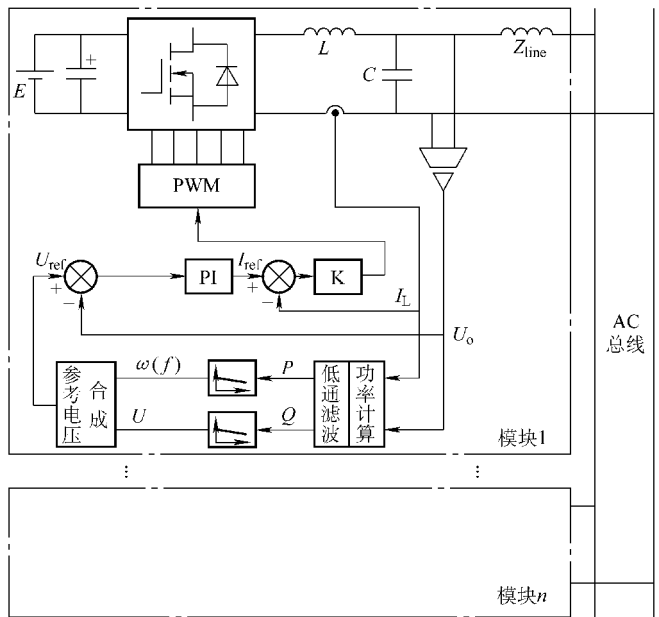


图 7-12 频率、电压下垂控制的并联逆变器原理构成

为提高系统动态响应速度和稳定性,有文献提出在下垂特性中引入功率的微-积分项,也有文献提出通过失真功率 D 的大小调节电压增益方法,即在增益与失真功率 D 之间建立下垂特性关系,使逆变器能均分失真功率,以利提高非线性负载条件下的功率均分效果。

7.2.2 均流闭环控制

这类方法属于电流跟踪型控制,采用电流闭环来控制逆变器模块的输出电流跟踪同一指令电流(Current-Programming)变化,以实现负载均分控制。电流指令(即参考信号)的形成是这一类均流方法的核心,不同的电流指令形成了各有特色的均流控制方案。从大的方面讲,可分为平均值均流、峰值均流两类,而峰值均流主要就是主从控制法。按主模块的产生方法,主从控制又分3种方案:主从设置法(Dedicated Master, DM)、轮主均流法(Rotating Master, RM)、自主(或称“民主”)均流法(Automatic Master, AM)。

根据生成电流指令 i_{ref} 的基本原理,将电流跟踪指令环节统一简化为图7-13所示框图, $P_1(s), \dots, P_n(s)$ 是各逆变器模块调节器传递函数,模块经 $\mu_1, \dots, \mu_n$ 连接到公共均流母线,加权函数 $W_1(s), \dots, W_n(s)$ 满足 $W_1(s) + \dots + W_n(s) = 1$,其输出即为与期望均流率成比例的参

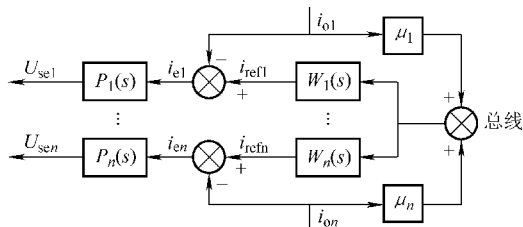


图 7-13 电流跟踪指令环节

考电流指令 i_{ref} , i_{ref} 与实际输出电流 i_{oi} 之差得到电流误差信号 i_{ei} ,经调节器 $P_i(s)$ 得到 U_{sei} 用于调节输出电压、实现均流控制。

以图7-13为基础,对 $\mu_1, \dots, \mu_n$ 和 $W_1(s), \dots, W_n(s)$ 的不同设置或处理,可得出以下几种典型的电流跟踪控制均流方案。

1. 平均值均流控制

令图7-13中 $\mu_1, \dots, \mu_n$ 都等于1、加权函数 $W_i(s)$ 是与各模块容量成比例的增益。特殊地,当相同容量的模块并联时, $W_1(s) = \dots = W_n(s) = 1/n$,此时各模块得到的电流跟踪指令是它们实际输出电流的平均值。平均值均流控制的实现原理如图7-14所示。

平均值均流法的优点:单一均分母线连接,相对稳定和精确的均流,均分控制抗噪能力好。不足:可靠性和容错能力差,可能出现特殊的应用问题,如当一个电源模块的电流上升到其极限值,或接在母线上的任一模块不工作,都会造成均流母线过载、输出电压向下调,甚至达到下限。

2. 瞬时值均流控制

这是一类基于主从控制思想的电流跟踪均流控制方法(Master-Slaves Current-Programming)主要有以下几种:

(1) 主从设置法:将图7-13中 $\mu_1, \dots, \mu_n$ 的一个设计为1、其余为0,而且所有

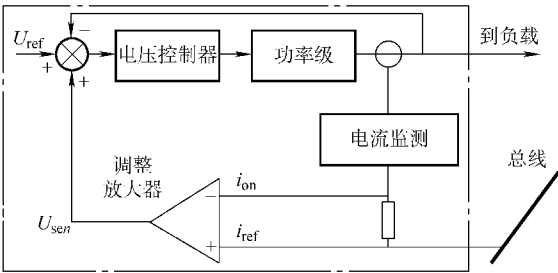


图 7-14 平均值均流控制法

$W_i(s) = 1$ 。即一个模块被设置成主模块，其余模块（从模块）的电流环均以主模块输出电流作为参考。台湾学者 Jiann - Fuh Chen 提出图 7-15 所示电压源/受控电流源型并联方案，即为典型的主从设置法应用。

主模块（master）是 1 个电压控制 PWM 逆变器（Voltage - Controlled Inverter, VCPI），它通过锁相环 PLL 保证系统输出频率与自身频率基准或市电频率同步，并通过反馈环节使输出电压稳定。

从模块（slave）是 N 个电流控制 PWM 逆变器（Current - Controlled Inverter, CCPI），通常设计成电流跟随器性质，控制模块输出电流跟踪功率分配中心分配来的参考电流，实现负载均分。CCPI 内部可设置电流前馈来加快电流响应。

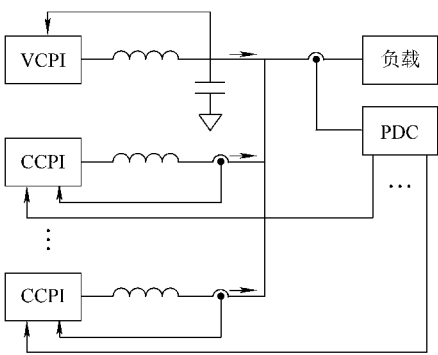


图 7-15 电压源/受控电流源型并联方案

功率分配中心（Power Distribution Center, PDC）负责提供给每个 CCPI 模块电流参考信号。PDC 检测负载电流 I_0 ，根据 CCPI 单元数计算电流指令，并将电流指令同步分配给各 CCPI 单元。因为参考电流跟随负载电流，因此 CCPI 模块的输出电流按输出电压频率跟随负载电流。通常将 PDC 功能融于 VCPI 内部，以减少模块外部连线。

图 7-16 为采用主从设置法的电压电流双闭环控制逆变器并联系统原理框图，由主模块电压外环控制并联系统的输出电压，主模块电压调节器的输出信号作为各并联模块的电流内环的参考给定，只要各模块电流内环参数一致性好，就可以实现各并联模块输出滤波电感电流的同频、同相、同幅值。

主从设置法并联控制的思路简单明了，易于实现，能实现较好的负载均流；VCPI 和 CCPI 模块均有独立的控制环，容量扩展灵活，而且系统稳定性好。但是系统可靠性低，没有完全实现冗余（VCPI 和 PDC 没有冗余单元），一旦主模块失效，整个系统无法工作。

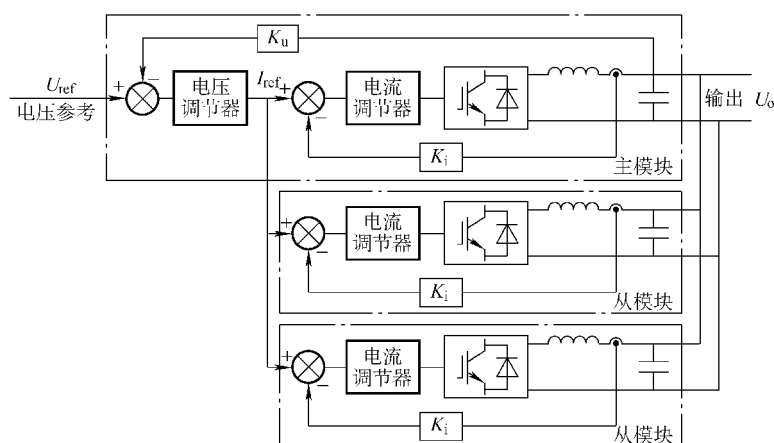


图 7-16 三单元逆变器主从并联系统原理框图

(2) 轮主均流法：在图 7-13 中，当 $\mu_1, \dots, \mu_n$ 中的每一个轮流为 1，其他条件同 DM，就得到轮主均流法。这种方法中，每个模块都具备作为主模块的能力（均有自己的电压和电流环），并通过专门的控制逻辑或软件获得对等的机会；输出电压由轮值主模块控制，并产生模块的电流给定信号，其余 $(n-1)$ 个从模块的电压环不再起作用，而电流给定为主模块的电压环输出。RM 的思想与 DM 相比在提高可靠性方面确实是一个进步，但由于主模块的不断更替会造成输出电压波动，控制实现上也相对复杂。

(3) 自主均流法：当图 7-13 中， $\mu_1, \dots, \mu_n$ 换成理想二极管时，就得到自主均流法（又称“民主均流法”或“最大电流法”）。在这种方法里，每一时刻输出电流最大的模块自动作为主模块，其输出电流转化为电压信号送到均流母线 CSB 上。从模块按一定控制模式调节控制信号，以矫正负载电流的不平衡。图

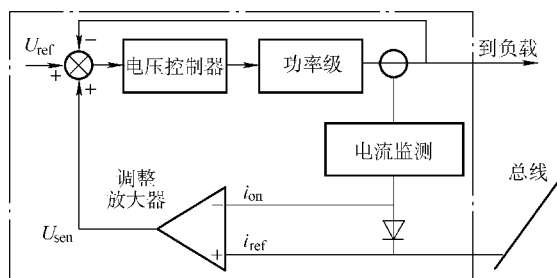


图 7-17 自主均流控制法

7-17 是其典型实现，与图 7-14 的不同仅在于将电阻换成了二极管。

自主均流法在 3 种主从控制法中最为电源设计者所认可，并在实际中得到广泛应用。优点：单一均分母线连接；主模块是随机的，容错能力好，适于冗余控制；易于扩展和维护。不足：主从切换存在随机性，导致暂态均流性能差；由于二极管正向压降的差别，导致可能的均流失败。

(4) 3C 控制均流法：又称循环链控制（Circular Chain Control, 3C）。基于减少对其他模块信息依赖程度的考虑，采用“链接跟踪”思想，有学者提出了 3C 型逆变器并

联方案。将第一台逆变器的输出电流反馈信号加到第二台逆变器的控制回路中，第二台的输出电流反馈信号加到第三台，依次连接，最后一台的输出电流反馈信号返回到第一台逆变器的控制回路。这样，循环链中的各个模块的电流环跟踪前一个模块的电感电流，最后一个模块跟踪第一个模块的电感电流，使整个并联控制系统在信号上形成一个环形结构，在功率输出方面形成并联关系，如图 7-18 所示。

由于 3C 型方案主动引入了其他模块的信号，从而强化了各模块之间的耦合关系。3C 型存在环形的信号通路，虽然每一模块仅接受上一模块的信号，但信号中已包含了其他模块的电流信息。根据此信息，采用适当控制器，模块可以自主实现均流。从形式看，子模块的电流给定只由自身给定信号、反馈信号、上一模块电流信号决定，与其他 $n-2$ 个模块无关，大大减少了模块之间的信号连线。

另一方面也正是因为 3C 型方案强化了模块之间的耦合，使得常规方案难以控制，因此有采用 $H\infty$ 理论设计控制器以解决稳定性问题。当然， $H\infty$ 控制器复杂，且设计难度大，必须采用数字控制实现。

综上所述，现有并联控制技术的特点主要表现为：并联数较少、有互连信号线、冗余性不够；为适应系统高控制性能和相对复杂化的并联控制算法的要求，数字化控制手段受到青睐。

随着功率变换电源向大容量等级和高功率密度方向发展，促进了逆变器并联技术的迅速发展和不断成熟，高可靠性、高冗余度、智能化控制是主要发展方向，具体表现为：① 无互连线并联结构将成为研究热点，逐步实现自由并联。一方面，无须专设外部控制单元，并联操作更加简单、可靠、灵活；另一方面，并联的单元数越来越多，且可实现热插拔。② 研究模块并联软投切控制技术以及瞬时环流抑制技术，提高系统动态过程中均流控制性能，提高系统并联运行可靠性。③ 关注波形畸变对均流性能的影响，尤其非线性负载条件下的均流问题，开展并联系统负载适应性研究。④ 控制方法由经典控制理论向现代控制理论转变，数字化、智能化控制技术日趋成熟。⑤ 不同容量逆变器单元的并联方法研究。⑥ 远程通信与监控技术，实现并联系统的网络化管理。

7.3 并联逆变器输出同步技术

严格保持各并联逆变器单元之间参考电压基准相位的一致，对于环流抑制极为重要。本节介绍基本的同步控制技术。

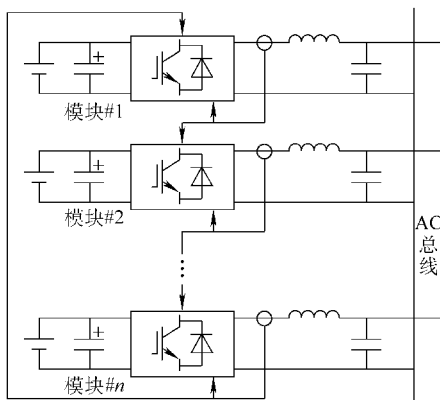


图 7-18 基于 3C 控制法的逆变电源控制框图

7.3.1 主从锁相同步方式

通常,在有互连线并联逆变电源系统中存在主从关系,由主模块产生同步基准信号,所有从模块的输出电压控制必须跟踪主模块,这种同步跟踪可分两种模式:

(1) 开环模式:以数字查表法产生基准信号为例,从模块在每一个外同步基准点复位正弦数据表指针,以纠正正弦波的零相位点。由于时延、负载干扰或输出波形畸变等影响,开环模式的精确性是有限的。另外,当从模块接收到的同步信号和自身正在执行的参考基准电压存在较大的误差时,这种一次性硬同步方式虽然简单快捷,但可能加剧输出电压的瞬时畸变,甚至是电流冲击。

(2) 闭环模式:从模块先将自身输出电压波形整形,然后与主模块送来的同步信号进行比较,调整自身产生的基准正弦波参考信号。比较而言这是一种软同步方式,具有很好的动态稳定性。缺点是算法复杂、调整时间长,不利于并联系统瞬时环流抑制。

7.3.2 争主同步跟踪方式

这里介绍一种争主式同步跟踪控制策略,并联系统同步信号不依赖于某个特定模块,任何一个模块的故障或退出都不会影响并联系统同步信号的正常产生,实现了同步控制的冗余。图 7-19 为该同步控制方法的原理示意图。

每个模块都向同步母线发送本模块的同步脉冲 (syn_1 、 syn_2 、 syn_3),参与同步逻辑,同时又随时检测同步母线上的同步信号 (syn),强制本模块正弦基准跟踪母线同步信号并调节本模块同步脉冲的发送,这样就使得各个模块间的同步脉冲互相跟踪,形成一种公共的同步信号 (syn)。

具体实现方法是(见图 7-20):每个模块都通过 DSP 的 I/O 口输出,经同步驱动环节(由开关晶体管组成),将包含自身相位信息的同步脉冲发送到同步母线上,于是同步母线上就得到了一个由所有同步脉冲“或非”逻辑处理后的公共同步信号 (syn)。所以, syn 信号的下跳沿是由相位最超前的逆变器决定的,最超前的逆变器将在这个同步周期内竞争成为临时主模块,同时所有其他模块临时作为从模块,用捕获口检测同步母线上的同步信号的下降跳沿,并立即产生中断强制各基准正弦信号同步、实现相位调整;当下一个周期时又将重新竞争选择主模块。由于硬件同步电路分布在每台逆变器之中,任一逆变器的退出或加入都不会影响同步过程。

值得指出的是,前述各逆变器发出的同步脉冲是与输出电压同频率的,但也可以

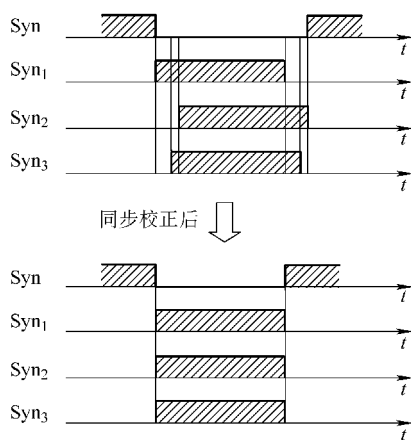


图 7-19 同步原理图

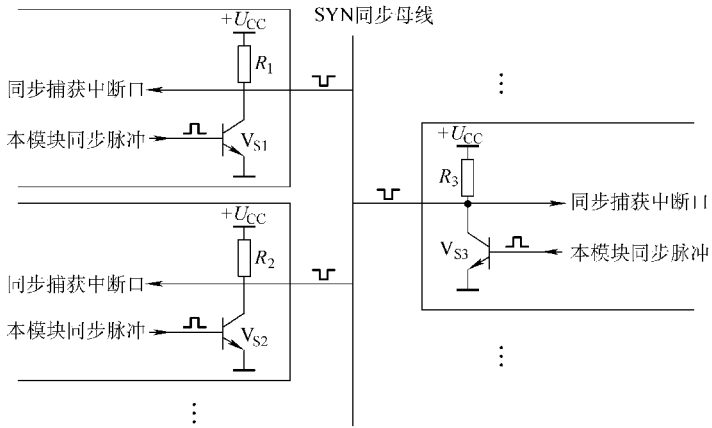


图 7-20 争主同步电路原理图

是输出电压频率的整数倍。当采用同步脉冲频率为输出电压频率的 n 倍时，前述争主同步就在一个输出周期内进行 n 次，即所谓实现多点同步跟踪控制。多点同步跟踪有利于实现快速同步，当然实现较为复杂。

7.4 并联逆变器环流抑制技术

在实际电路中，即使并联逆变器的基准信号完全一致，由于电路结构参数的不一致、温漂等因素，输出电压的幅值、相位仍会存有偏差而导致并联环流，采取相应环流抑制措施是必要的。抑制环流的最直接简易的方法是在各逆变器输出端串接一限流电感，但由于限流电感将产生静态压降，增大了逆变器输出阻抗，使逆变器电压输出特性变软，稳态电压精度变差。

考察图 7-21 所示双逆变器并联系统在未加入均流控制时的控制框图， G_{ref1} 、 G_{ref2} 是正弦波发生器的传递函数， G_{ct1} 、 G_{ct2} 是逆变器闭环传递函数， G_u 和 G_i 分别是输出电压和环流的综合传输比； U_{ref1} 、 U_{ref2} 是逆变器参考电压幅值。

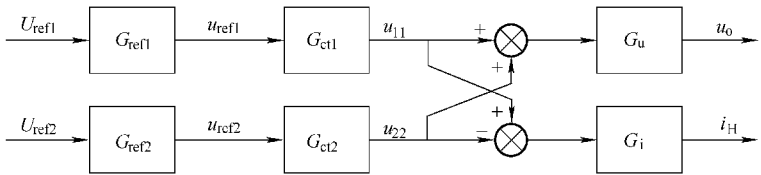


图 7-21 无均流控制并联逆变器控制框图

为简化分析，基于已采用同步跟踪技术获得参考电压的准确同步，即认为不存在参考电压和输出电压在相位上的偏差，只存在幅值偏差；同时基于 7.1.2 关于影响环流

主要因素的分析结论, 将导致输出电压幅值偏差的电路结构参数差异或控制参数差异等因素都等效成参考电压幅值的差异, 则有: $G_{\text{ref}1} = G_{\text{ref}2} = G_{\text{ref}}$, $G_{\text{ct}1} = G_{\text{ct}2} = G_{\text{ct}}$ 。这样, 可推得并联系统输出电压和环流为

$$\begin{cases} u_o = G_{\text{ref}} G_{\text{ct}} G_u (U_{\text{ref}1} + U_{\text{ref}2}) \\ i_H = G_{\text{ref}} G_{\text{ct}} G_i (U_{\text{ref}1} - U_{\text{ref}2}) \end{cases} \quad (7-17)$$

为抑制并联环流, 设计引入均流控制环 (见图 7-22), 利用环流幅值来修正参考电压的幅值。与逆变器原有电压电流闭环相比, 均流控制环并非是实时控制环, 从相频特性上等效于在系统中加入了一个时滞环节, 用 $G_{S1} = G_{S2} = G_S$ 来表示, 数字化控制时该函数与并联逆变器通信的速度有关; $G_{H1} = G_{H2} = G_H$ 是均流控制器的传递函数。

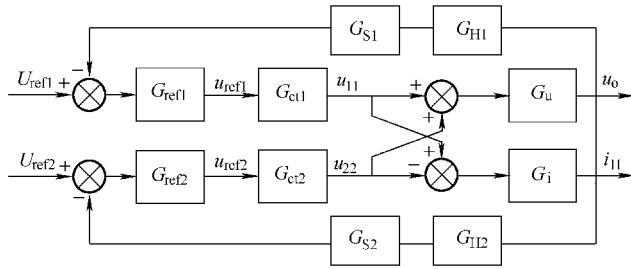


图 7-22 含均流控制的并联逆变器控制框图

引入环流控制之后并联系统输出电压和环流变为

$$\begin{cases} u'_o = G_{\text{ref}} G_{\text{ct}} G_u (U_{\text{ref}1} + U_{\text{ref}2}) \\ i'_H = \frac{G_{\text{ref}} G_{\text{ct}} G_i (U_{\text{ref}1} - U_{\text{ref}2})}{1 + 2G_{\text{ref}} G_{\text{ct}} G_i G_S G_H} \end{cases} \quad (7-18)$$

对比式 (7-17) 和式 (7-18) 可得

$$\begin{cases} u'_o = u_o \\ i'_H = \frac{i_H}{1 + 2G_{\text{ref}} G_{\text{ct}} G_i G_S G_H} \end{cases} \quad (7-19)$$

显见 $i'_H < i_H$, 而均流控制环的引入并没有改变并联系统输出电压特性。

含并联环流控制的逆变器单元控制结构框图如图 7-23 所示, 图中除逆变器原有电压电流双闭环外, 多了一个环流反馈控制环。

在每个正弦输出周期, 每个并联逆变器将自身电流采样信号通过均流母线送至其他并联单元, 同时从均流母线获取其他并联单元的电流信号, 按式 (7-20) 计算电流偏差量 Δi , 经低通滤波器取其半个工频周期的平均值 $\overline{\Delta i}$, 再按式 (7-21) 计算出参考电压补偿量, 用以调整参考电压的幅值。

$$\Delta i = i_f - i_{\text{av}} \quad (7-20)$$

$$\Delta U_{\text{ref}} = K_c \cdot \overline{\Delta i} \quad (7-21)$$

式中, i_{av} 为所有并联单元输出电流的平均值, K_c 为补偿系数。

良好的同步跟踪技术，可以通过实时调整参考电压的幅值获得较好的并联控制效果。

7.5 现场总线在逆变器并联中的应用

如 7.4 节所述基于参考电压基准补偿的环流抑制技术，需要设置专用均流母线来传送各并联单元的电流数据。利用并联逆变器单元主控制芯片 TMS320LF2407 自身所带 CAN 总线接口，采用 CAN 总线通信的方式传输均流控制数据，实现逆变器并联运行控制。并联系统结构图如图 7-26 所示，SYN 母线作为传递逆变器之间的同步信息，CAN 总线作为传递逆变器之间电流等信息的数据通信总线，逆变器模块采用瞬时电压电流双闭环控制，根据自身和其他模块工作信息的综合实现并联均流控制。

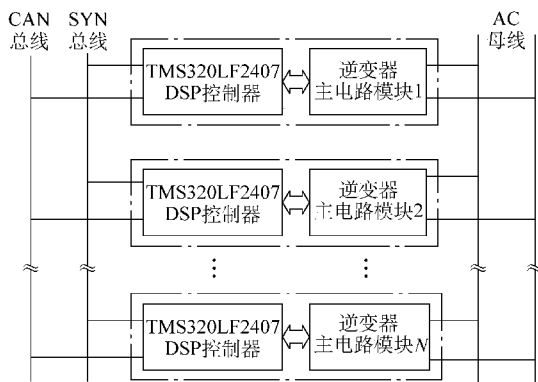


图 7-26 基于总线技术的并联系统结构图

图 7-27 为两单元并联实验系统原理构成，其中 CAN 总线作为均流母线，同步母线 SYN 实现争主同步逻辑。

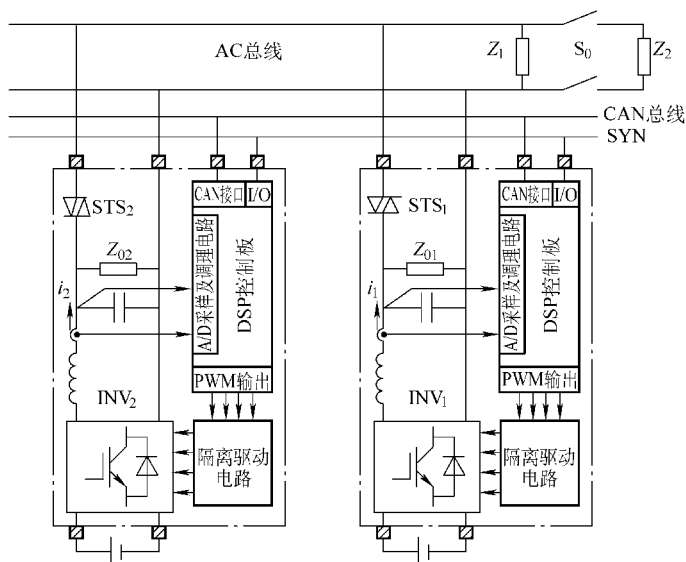


图 7-27 两单元并联实验系统原理构成

图 7-28 为系统稳态各单元争主同步脉冲（ syn_1 、 syn_2 ）和同步信号（ syn ）实验波

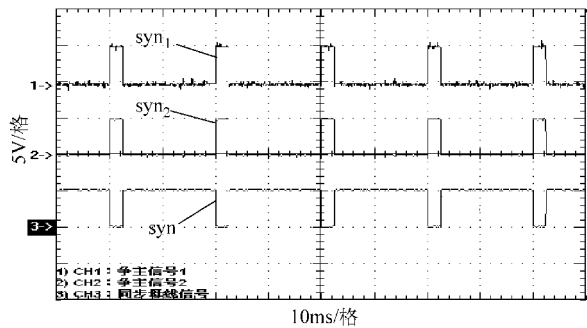


图 7-28 同步脉冲波形

形，系统实现了准确可靠的同步。

图 7-29a、图 7-29b 分别是阻性负载和感性负载条件下的并联实验波形，图中 i_{o1} 和 i_{o2} 分别是 INV₁ 和 INV₂ 的输出电流， u_o 是负载端电压， $2i_H$ 为两倍的环流值。

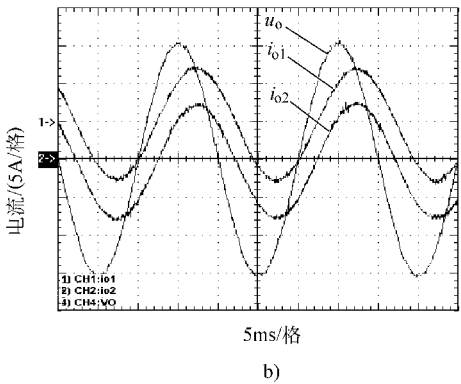
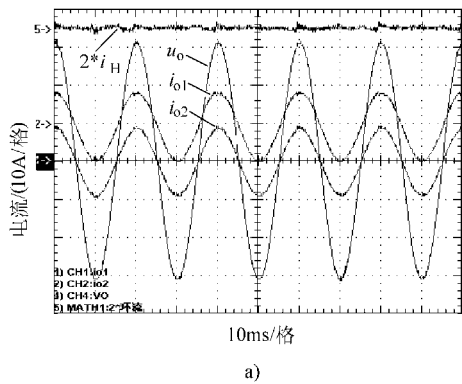


图 7-29 阻性负载、感性负载下的并联实验波形
a) 阻性负载 b) 感性负载

图 7-30 为非线性负载（带电容滤波的二极管不控整流、后接电阻负载）条件下的并联实验波形。

图 7-31a、b 分别是并联系统在负载突增和负载突减时的实验波形，在暂态调整过程中，未出现明显的负载不平衡，表明系统具有良好的动态响应性能。

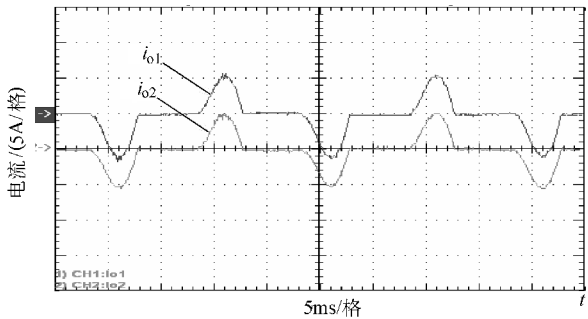


图 7-30 整流型负载条件下的并联实验波形

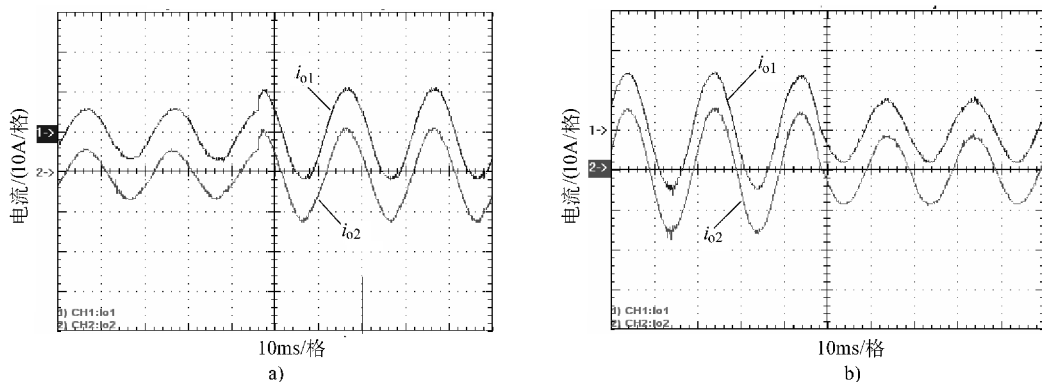


图 7-31 负载突变条件下的并联系统动态响应实验

a) 负载突增响应 b) 负载突减响应

可见，逆变器并联系统获得了良好的静、动态均流控制效果，系统仅需两条控制互连线，且传输信号皆为数字信号，抗干扰性强、可靠性高。

7.6 无互连线自主限容并联控制

设有同步母线或均流母线的逆变器并联控制系统中，并联单元之间的互连线联结降低了系统抗干扰能力和可靠性，也不利于系统容量组合的灵活性。基于下垂特性的并联系统属于无互连线式，优点是各逆变器单元之间不需要信号的传输，完全依赖自身的算法实现自动均流，适用于多单元和不同功率等级逆变器的并联。但是，下垂法要求逆变器的输出特性必须设计为软特性，即输出电压和频率随负载大小而变化，使并联系统在非线性负载下和动态过程中的均流效果变差。

7.6.1 逆变器限幅输出并联控制思想

设有 n 个相同逆变器单元并联，每个逆变单元的额定输出电流为 i_m ，负载电流 $i_L = k \cdot i_m + i_{k+1}$ ，其中 $k \leq n$ ， $i_{k+1} < i_m$ 。如图 7-32 所示，控制使其中的 k 个单元供出各自额定功率，仅由 1 个单元供出其额定值的一部分 i_{k+1} ，其余 $(n - k - 1)$ 个单元处于待机状态。

在上述并联系统中，各逆变器单元均含有电压、电流环，任意单元均可根据负载变化工作在电压源输出或限流输出控制模式下。电压源输出控制模式下，逆变器采用电压、电流双闭环控制，确保整个并联系统输出电压的稳定；限流输出控制模式下，电压环不起调节作用，输出电流被控制在由其容量限定的固定值上。并联系统公共端总输出电流是各限流并联单元的限幅电流与电压源输出控制单元自动跟踪负载输出电流之和。

依上述并联输出控制思想建立的逆变器并联运行系统，可被理解为一个自建“微

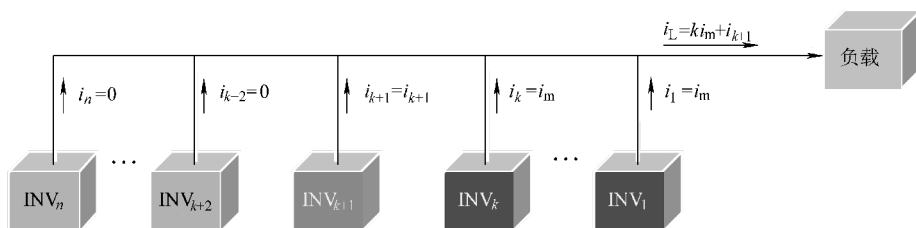


图 7-32 按容量自动限流输出控制逆变器并联系统

电网”系统，由其中之一一个逆变器单元按电压源输出控制方式建立系统电压稳定，而其他逆变单元只要按电流输出控制模式依负载变化需求并“网”工作或离“网”待机，这也意味着实际投入并联运行的逆变器单元数将随负载变化情况而发生变化。显然，如果各逆变单元是等容量的，则并网工作的所有单元是电流均等输出的；而对于容量不相等逆变单元的并联，这种并联方式依然可行，虽然各单元输出电流可能不相等，但并不影响系统运行的稳定性和可靠性。

逆变器限流输出控制可采用两种方式实现：削顶限幅输出和正弦波限幅输出。削顶限幅容易实现，适用于各类性质负载，但逆变器输出非正弦畸变，也不利于逆变器的输出滤波器设计；正弦限幅输出控制的优点是输出电流纯正弦，但是实现相对较难，尤其在非纯阻性负载甚至非线性负载条件下。

7.6.2 削顶式限幅并联控制

图 7-33 所示为削顶限幅输出控制的逆变器并联系统示意。图中假设总负载电流为 $2.8 i_m$ ，则其中 2 个逆变器（ INV_1 和 INV_2 ）的输出是幅值为 I_m 的削顶正弦波，总负载电流与 INV_1 和 INV_2 输出电流之差值由 INV_3 承担，而 INV_4 和 INV_5 零输出待机。

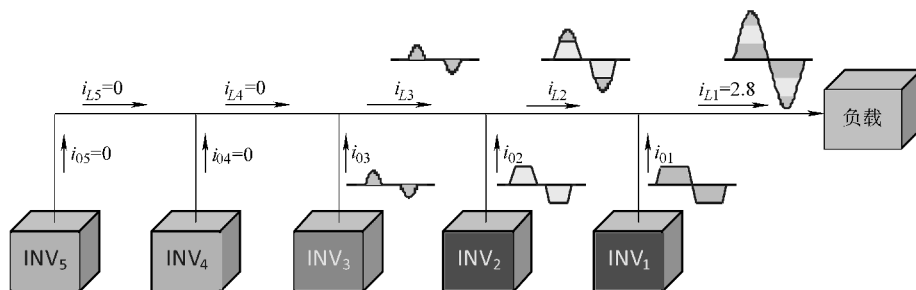


图 7-33 削顶限幅输出控制的逆变器并联系统

图 7-34 所示为削顶限幅输出控制下三单元逆变器并联运行仿真结果，各图中波形自上而下分别是并联系统输出电压 u_0 、总负载电流 i_0 和各模块之输出电流 i_{01} 、 i_{02} 、 i_{03} 。图 7-34a 为纯电阻性负载下的电流分担情况，40ms 时刻前 INV_3 处于待并机状态，负载

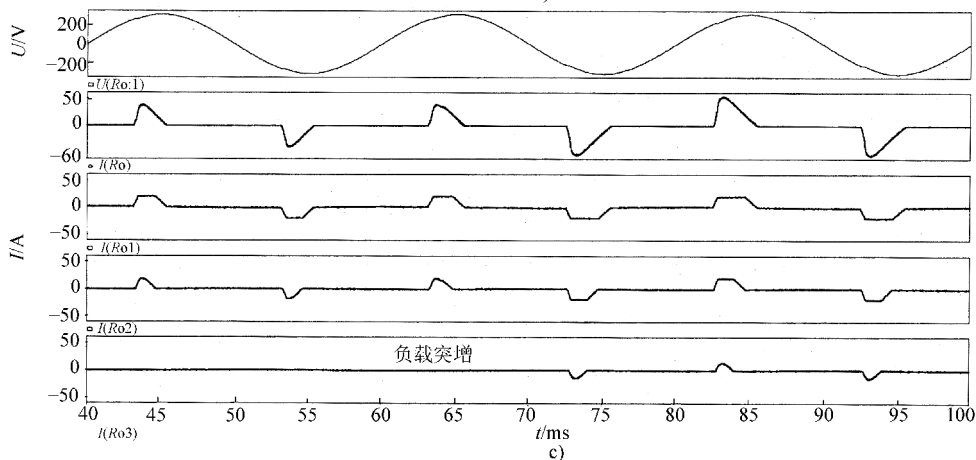
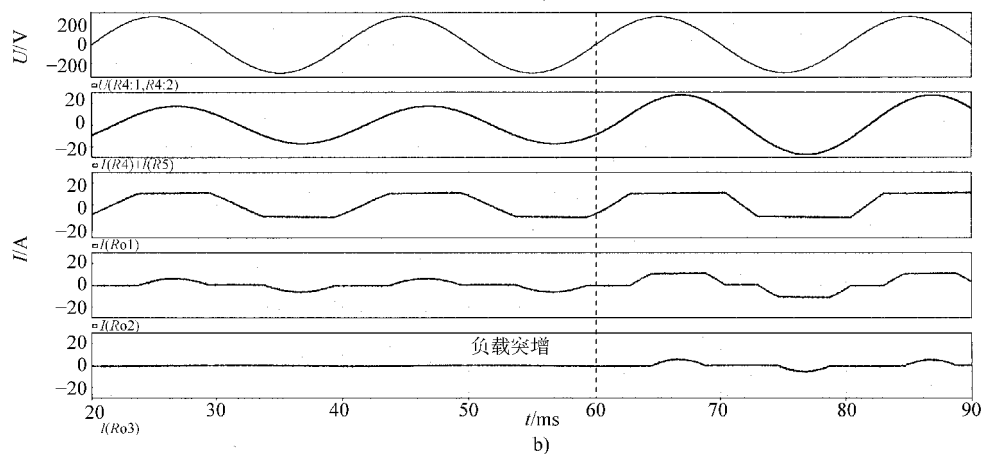
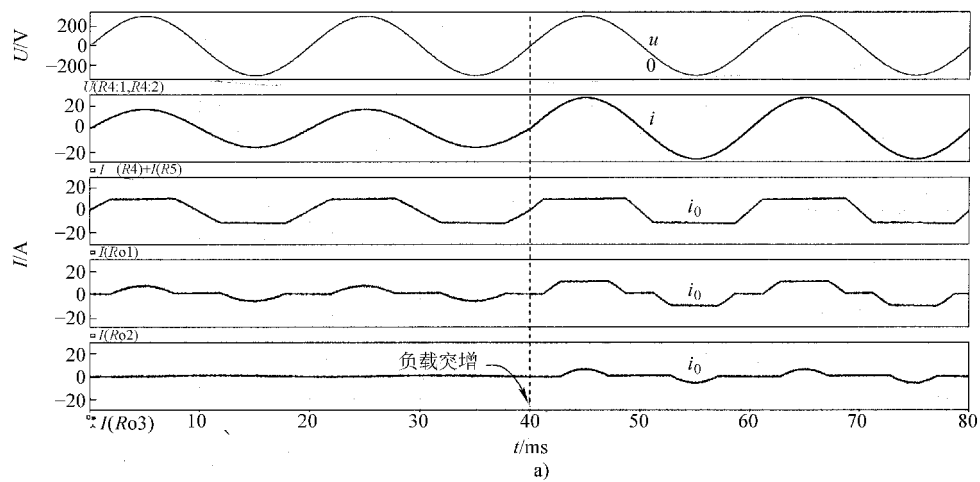


图 7-34 削顶限幅输出下三单元逆变器并联仿真工作波形

a) 阻性负载, 40ms 处负载突增 b) 阻感性负载, 60ms 处负载突增 c) 整流型负载, 70ms 处负载突增

电流由 INV_1 和 INV_2 分担, 其中 INV_1 削顶限幅输出, INV_2 则分担余下部分电流; 40ms 时刻负载突增, 即使 INV_2 也达削顶限幅值输出也不能满足负载需求, 故 INV_3 立即由待机状态转入并联运行向负载供电, 并维持系统输出电压稳定。图 7-34b 为阻感性负载并在 60ms 发生负载突增时的仿真结果, 各逆变器分担电流情况与阻性负载时类似; 图 7-34c 为整流型负载并在 70ms 发生负载突增时的仿真结果, 尽管各逆变器分担非线性负载电流, 但这种削顶限幅输出的逆变器并联控制也还是较容易实现的 (实际上, 只要逆变器被削顶限幅输出, 其输出电流已属非线性)。

7.6.3 正弦波限幅并联控制

鉴于前述削顶限幅输出控制存在的缺陷, 希望能控制使满载输出逆变器单元的输出电流为正弦波。图 7-35 所示为正弦波限幅输出控制的逆变器并联系统示意。

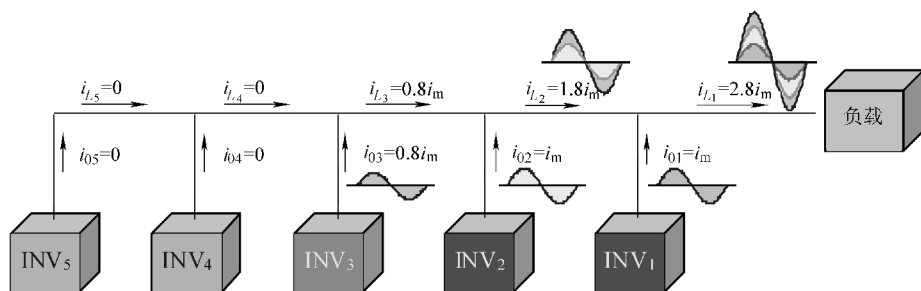


图 7-35 正弦波限幅输出控制的逆变器并联系统

图 7-36 是正弦波限幅输出控制下 3 个相同限幅容量的逆变器单元并联运行 (均为 10A 限幅容量) 电阻性负载仿真结果。44ms 时刻突增负载, 电压源控制输出的 INV_3 承担了负载突增量并稳定输出电压, INV_1 和 INV_2 保持电流限幅输出; 106ms 时刻发生较大负载突减, 超出了 INV_3 调节稳定电压的能力, 于是 INV_3 退出并联转为待机状态, INV_2 由电流限幅输出转换为电压源输出控制模式以稳定输出电压, INV_1 继续保持电流限幅输出。

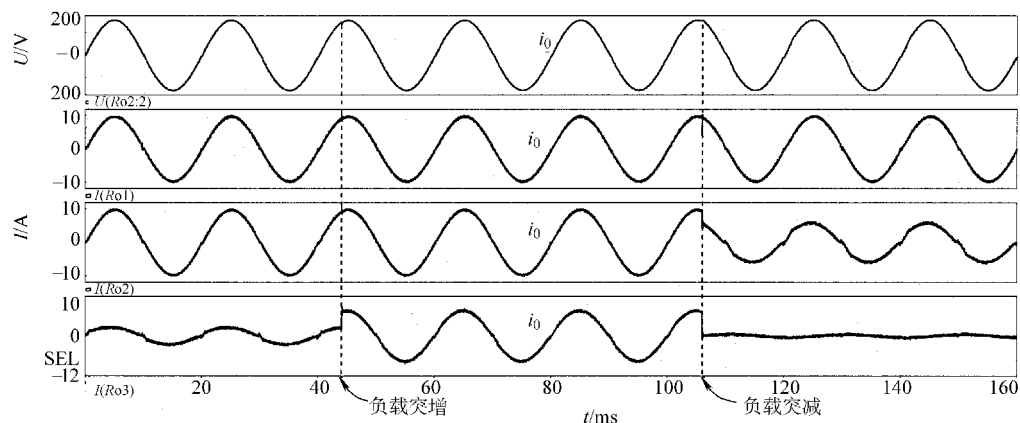


图 7-36 正弦波限幅输出控制下三单元并联仿真工作波形 (相同限幅容量)

图 7-37 是不同限幅容量的三单元逆变器并联阻性负载仿真结果 (INV_1 与 INV_3 为 10A 限幅容量, 而 INV_2 为 12A 限幅容量), 负载变化条件同图 7-36, 仿真结果表明该并联控制思想可以实现不同容量逆变器的并联运行。

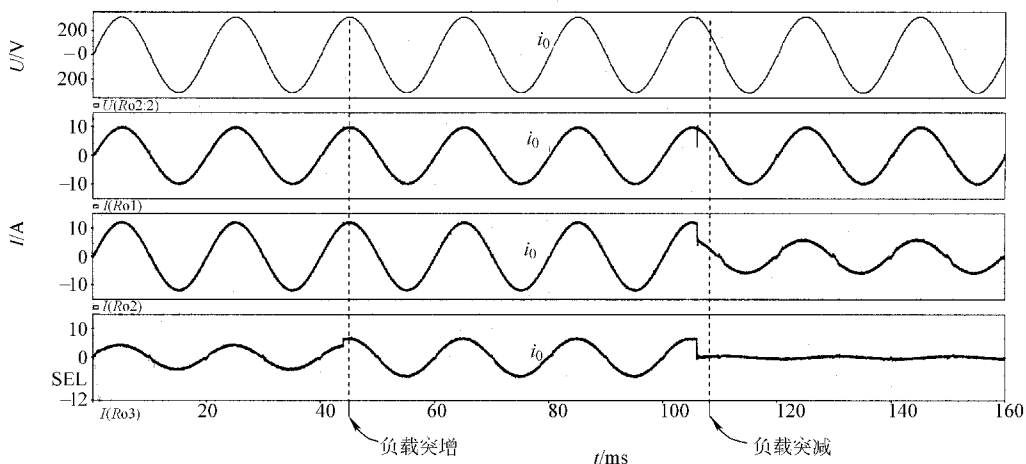


图 7-37 正弦波限幅输出控制下三单元并联仿真工作波形 (不同限幅容量)

图 7-38 为正弦波限幅输出控制下三单元逆变器并联运行阻感负载仿真结果 (3 个逆变器单元均为 10A 限幅容量)。64ms 前 INV_3 为待机状态, INV_1 限幅输出, INV_2 按电压源输出控制模式以稳定输出电压; 64ms 时刻突增负载, 超出 INV_2 调节稳定电压的能力, 于是 INV_2 转为电流限幅输出, 同时 INV_3 以电压源输出模式并入系统, 调节并稳定输出电压; 146ms 时刻负载再次突增, 由于突增量在 INV_3 调节范围内, 因此仅 INV_3 调节增大了输出电压并稳定输出电压, 而 INV_1 和 INV_2 保持限幅输出。

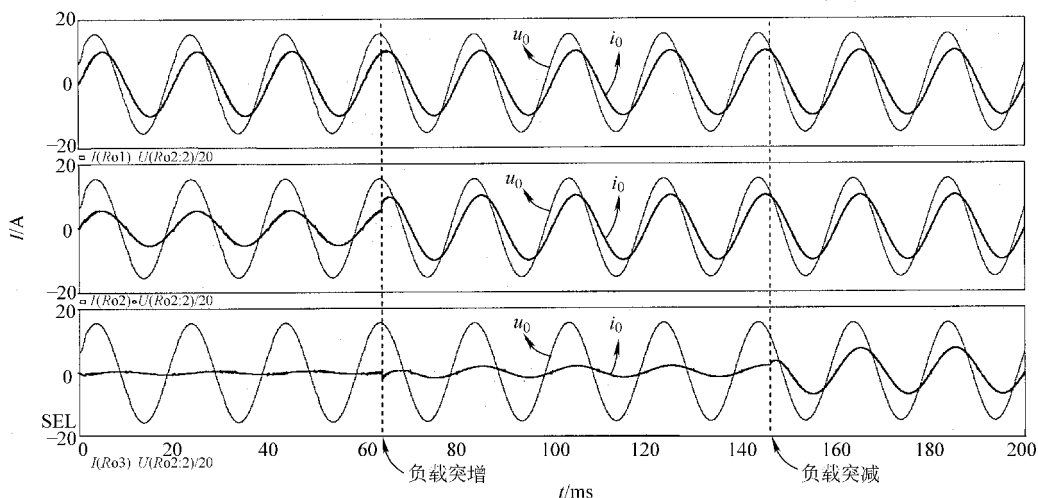


图 7-38 正弦波限幅输出控制下三单元并联仿真工作波形 (相同限幅容量、阻感性负载)

图 7-39 为阻感负载外加整流型负载（电流小于单机限幅值）情况下的仿真结果。 INV_1 和 INV_2 工作于正弦限幅输出状态，而部分正弦电流负载和非线性整流负载电流均由电压源控制模式下的 INV_3 所承担。

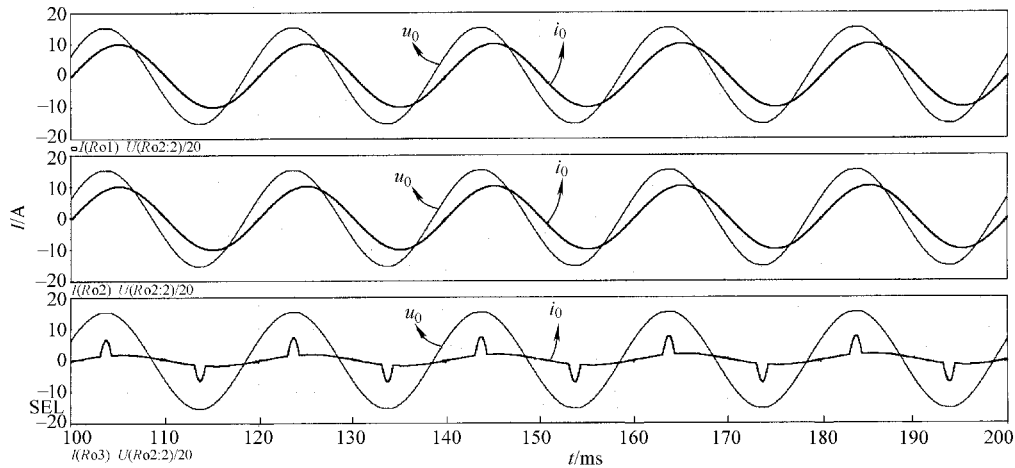


图 7-39 正弦波限幅输出控制下三单元并联仿真工作波形（阻感负载加整流型负载）

图 7-40 表明，当电流限幅输出并联运行的逆变器单元的参数存在差异时，并联系统依然可以稳定而可靠地工作。图中，当 INV_2 的输出滤波电感由设计值（2mH）突减为 1mH、并联连接电阻由原来的 0.001Ω 突增为 0.1Ω 时，由于采用电流输出控制，各单元的输出电流并没受到影响。

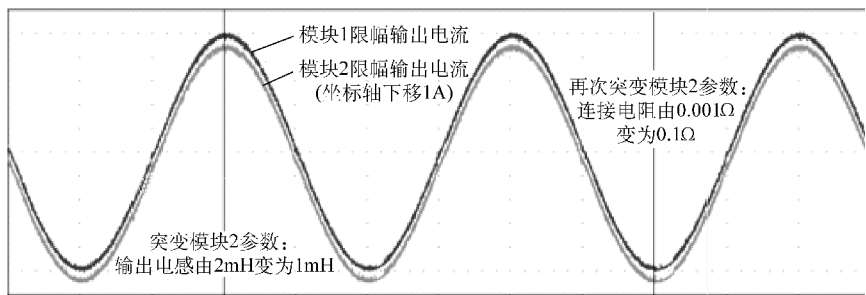


图 7-40 逆变器参数发生突变时并联仿真结果（1）

图 7-41 表明，当 INV_2 的输出电流反馈系数由 0.2 变为 0.21（譬如因电流采样环节参数变化而引起）后， INV_2 的输出电流有所下降，尽管其电流偏离了设定值，但并不影响各单元输出电流和整个并联系统工作的稳定性。图 7-41 还同时表明，当逆变器直流母线电压出现波动情况下，也不影响各单元输出电流和整个并联系统工作的稳定性。

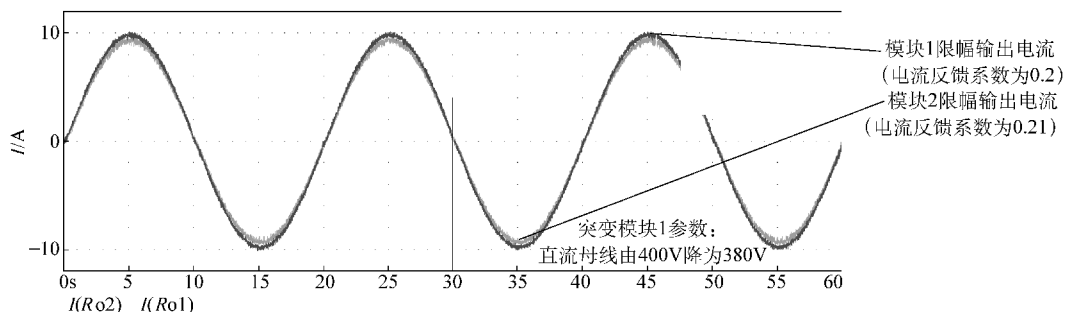


图 7-41 逆变器参数发生突变时并联仿真结果 (2)

上述所有仿真结果证明, 并联逆变器采用输出电流正弦波限幅控制, 除其中一个单元工作与电压源输出控制模式, 其余各并联运行逆变器单元输出等值正弦波电流, 并联系统具有优异的负载均分能力和工作稳定性。

这种逆变器按容量自主限流并联运行控制策略属于完全无互连线并联控制, 各逆变器单元依赖自身控制算法实现各自运行模式的自动选择和切换, 完全独立, 因而并联系统具有高可靠性。

这里还要强调指出的是, 逆变器运行效率变化曲线表明, 当逆变器运行在接近额定满载状态时的效率为高。在通常的均流控制并联系统中, 各逆变器单元始终以对等功率输出, 很难在整个负载变化范围内获得整体较高的运行效率。但是在自主限流并联运行系统中, 除其中一个逆变器模块运行于电压输出控制模式, 其余各模块要么限幅运行于其最佳容量状态, 要么待机, 因此, 自主限流控制的并联系统在整个负载变化范围内都能获得较高的整体运行效率。

前述并联系统中的各逆变器单元需根据负载变化情况自动选择运行模式并自行实现控制模式的切换, 有效而可靠的模式切换控制逻辑与算法是确保并联系统工作稳定性与可靠性的保证。

如前所述, 并联系统公共输出端电压是由其中的一个电压输出控制单元来调节和稳定的, 而运行在电流输出控制模式的逆变器单元相当于一个恒功率并网逆变器。如果负载功率突然增量较大, 纵使电压输出控制的单元满载输出还不能满足负载总功率的要求时, 为避免该单元超负载运行, 应将其由电压输出控制模式切换为限流输出控制模式, 并及时投入新的工作单元, 由新并机工作单元运行于电压输出控制模式, 接任调节和稳定公共输出端电压的任务; 如果负载功率突减量较大, 纵使电压输出控制的单元输出零电流还不能满足负载总功率减小的要求时, 应将运行于限流输出控制模式的逆变器模块中的一个或几个切换回至待并机运行状态, 否则将因输出电流过大而引起公共端过电压输出。

图 7-42 所示两个单相逆变器并联实验系统, 其中的逆变器单元选用并网/独立双模式逆变器, 对其独立模式下的控制程序适当修改即可用于本节并联控制, 实验中将输出电流限幅值设定为 5A (有效值); Z_1 为并联系统的公共负载 (300Ω), Z_2 为突增 (减)

负载 (40Ω)，断路器 S_0 用作负载投切开关，逆变器单元通过静态开关 (STS_1 、 STS_2) 接至并联输出母线。

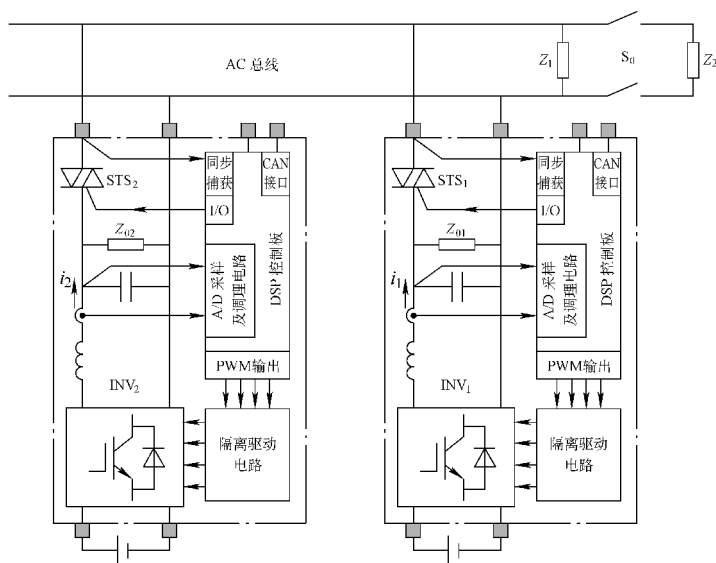


图 7-42 单相逆变器按容量自主限流输出并联实验系统

当单机逆变器单元 INV_1 独立带载运行时，过大的负载增量将导致逆变器自动由电压源输出控制模式切换为限流输出模式。图 7-43 实验波形表明，当负载由 Z_1 突变为 $Z_1 // Z_2$ （见图 7-42）， INV_1 由电压源输出控制模式切换为限流输出模式，限流后输出电压由 220V（有效值）降低为约 178V（有效值）。因此，这种运行模式切换控制可以有效避免逆变器超载运行，当然这是以降低输出电压幅值及其稳定性为代价的。这种限流输出控制思想也可用于逆变电源系统的过电流保护设计。

为了防止干扰所造成的模式误切换，DSP 编程中对连续多个输出电流瞬时值采样数据进行判断，方可确认模式转换，由此带来的后果是可能出现短时电流冲击和输出电压畸变，如图 7-44 所示，可以通过适当完善信号采样环节和状态判断逻辑弥补该缺陷。

各逆变器单元依据检测交流母线电压和自身输出电流值自行选择运行模式并通过控制静态开关的通断并入或退出系统。为避免新单元并入过程对系统造成冲击，控制开通静态开关（并机）前，必须确保自身输出电压或电流与输出母线的电压或电流保持一致关系。第一个接入系统的单元在无法获取来自输出母线的同步信息情况下，以内建同步的方式、电压源输出运行模式接入系统，即使接入系统后因过载而导致逆变器转换为限流输出模式，也能在交流母线上建立起确定的同步信息，其余待并联单元跟踪该同步信息运行于电压源输出控制模式。一旦待并联单元检测到交流母线电压低于期望值，表明已并机工作单元的电流输出能力不能满足负载要求，待并联单元应以电压源输出模

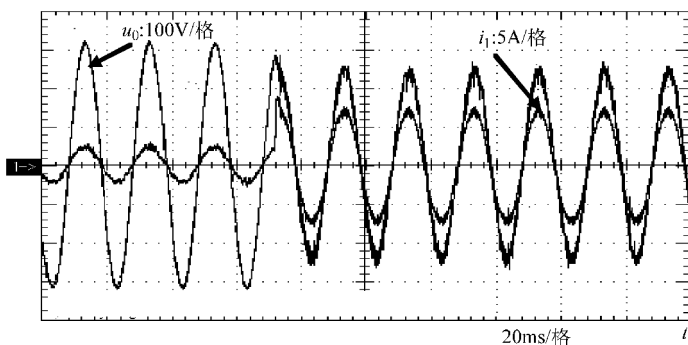


图 7-43 因负载突增而引发的运行模式切换

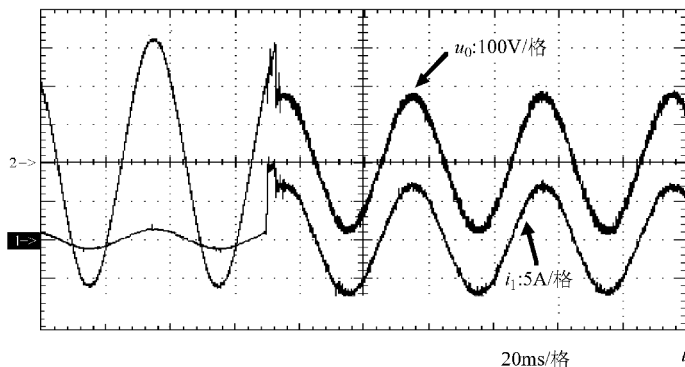


图 7-44 滞后的模式切换造成瞬时电流冲击

式在电压过零时刻并入系统，控制稳定交流母线电压。待并联单元对输出母线电压的相位跟踪过程与第 2 章逆变器并网前对电网电压的相位跟踪过程是一样的。

图 7-45、图 7-46 为逆变器单元在线热投切并联运行实验结果。负载突增前，由 INV_1 单机独立供电，采用电压电流双闭环控制，输出电压 220V（有效值），输出电流约 1A（有效值）。当发生较大负载突增时，因 INV_1 因自身电流输出能力不能满足负载要求而自动转换为限流输出方式，其输出电流有效值被限为 5A；同时待并联的 INV_2 自动并网并承担超出 5A 部分的负载电流（约 2.5A），其双闭环控制将输出电压稳定在 220V。

图 7-45 还显示，在并机瞬态过程中， INV_1 的输出电流及母线电压存在一定程度的畸变。一方面，由于信号检测和状态判断上存在滞后，还因为实施并机行为的静态开关是采用过零导通模式，导致实际并机动作滞后于输出控制模式的切换。

图 7-46a 和图 7-46b 分别显示了在突增负载和突减负载情况下， INV_1 的输出电流 i_1 和 INV_2 的输出电流 i_2 的变化情况。

从实验结果可以看到，并联稳态时 INV_1 限流输出 5A（有效值）， INV_2 为电压源型

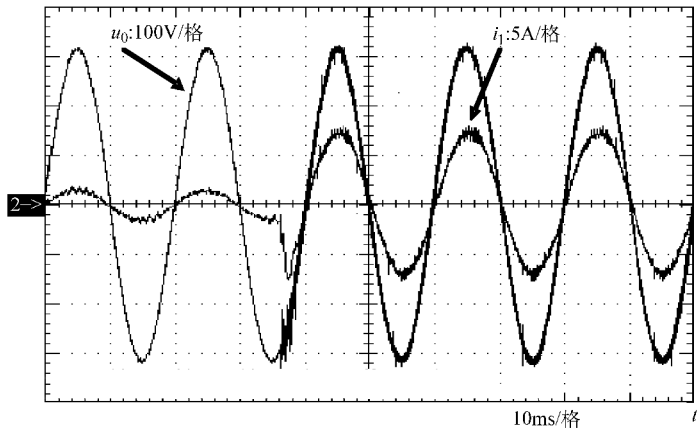


图 7-45 INV_1 由独立供电运行转换为限流输出运行
(u_0 —输出母线电压; i_1 — INV_1 的输出电流)

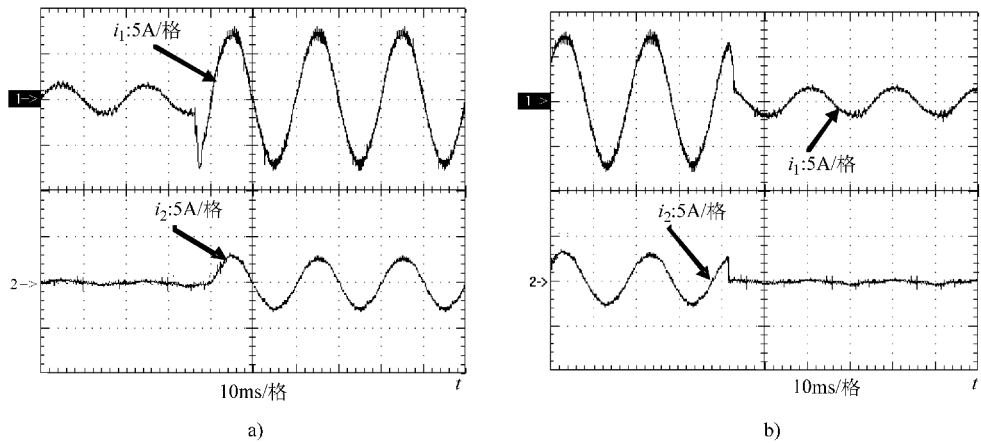


图 7-46 负载突变条件下逆变器单元的输出响应
a) 负载突增响应 b) 负载突减响应

输出以稳定并联接点的电压并分担负载电流 2.5A (有效值)。因各逆变器单元内部有一个 800Ω 自带负载, 待并联单元有峰值约为 0.4A 的电流输出。

第 8 章 逆变器的并网运行及孤岛效应防护

8.1 并网/独立双工作模式控制

8.1.1 可调度型并网发电系统

随着可再生能源发电及其并网技术的逐渐推广应用，公用电网系统构成成分趋于复杂，一方面公用电网的稳定控制等出现了一些新问题，另一方面对于可再生能源发电并网系统的并/脱网条件和控制功能提出了更高要求，相应地，作为核心部件的并网逆变器的控制功能也将不再单一。

从功能上，可将并网发电系统分为不可调度型和可调度型（通常带有储能蓄电池）。到目前为止，国内外研发的可再生能源发电并网系统多属于集中式不可调度型，这类系统只要求逆变器工作在单一的并网工作模式，电网失电时即停止工作，控制上相对简单易行，但这类系统不能根据具体情况灵活控制并网时机，用于电网调峰使用时效果较差，且当电网失电时必须停止工作以避免“孤岛”现象发生。

可调度型并网发电系统具有更大的灵活性，可以根据电网调峰等要求灵活控制并网馈电的时机，而且当不具备并网条件（如电网失电等情况）时，系统自动脱网，并切换到独立供电模式，向本地需要不间断供电的负载提供高质量电能，大大提高可再生能源利用率。并网发电系统的可调度性能要求并网逆变器能根据指令分别工作在并网馈电和独立供电两种工作模式，且应能实现两种工作模式之间的平滑切换。

8.1.2 并网/独立双工作模式逆变器原理

逆变器在独立工作时采用电压控制模式，而在并网工作时可以采用电流控制模式，因此提出双工作模式逆变器系统设计思想。图 8-1 所示为并网/独立双工作模式单相逆变器系统结构，直流侧电压为 400V，逆变器与电网的连接通过并网（静态转换开关）STS 控制，STS 闭合为逆变器输出接入电网（Grid - connection），STS 分断则为逆变器脱网而独立（Stand - alone）状态。系统控制器内部设置一模式开关 MS（逻辑控制信号），“控制”逆变器在电压控制模式和电流控制模式之间的切换，这里约定：MS 可使逆变器要从电压源输出控制模式切换至电流源输出控制模式，则反向切换。逆变器各工作模式下的 SPWM 控制以及模式转换控制逻辑等均由 TMS320LF2407A 型 DSP 实现。

STS 闭合前，逆变器工作于独立向本地负载供电状态，同时由 DSP 检测电网电压过零点，由内部数字锁相环等控制算法实现逆变器输出电压对电网电压的幅值、频率及相位的跟踪。当系统检测到向并网运行状态切换指令时，控制 STS 使逆变器在网压过零

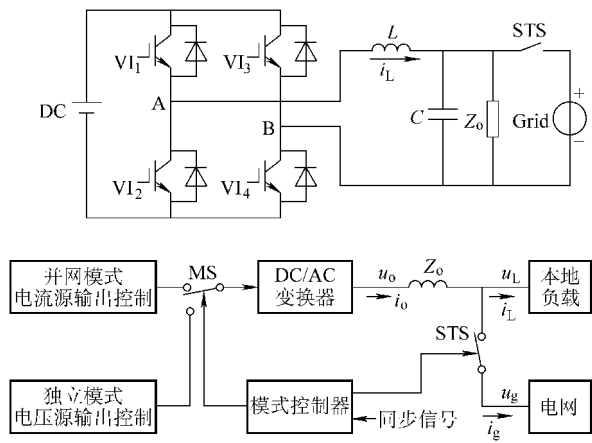


图 8-1 并网/独立双工作模式单相逆变器原理结构

点处接入电网，实现由独立带载运行向并网运行状态的转换；同时控制算法切换为电流源输出控制模式，控制并网电流对电网电压频率与相位的跟踪。

独立供电运行时，逆变电源作为交流恒压源输出功率，通常采用电压、电流双闭环控制，按控制器内部基准电压信号控制输出电压。考虑到双工作模式切换需要，电网正常条件下，并网/独立双工作模式逆变系统的基准电压信号采用外同步锁相环跟踪技术。

并网工作模式下，采用三态滞环 PWM 控制策略，直接控制逆变器馈出电流，具有电流脉动小、响应速度快的优点，倍频控制效果可降低功率器件开关损耗，利于提高并网系统运行效率。逆变器输出电流（功率）的给定由外部设定，取决于并网功率要求，并受限于逆变器最大功率容量，逆变器输出功率的一部分供给本地负载，其余馈送给电网，而当本地负载超出逆变器功率容量时，由电网与逆变器共同对负载供电。

当系统要求退出并网运行状态时，首先控制 STS 分断逆变器与电网的连接，并将控制算法切换为电压源输出控制模式，逆变器工作于独立向负载供电状态，或空载运行。独立供电运行时，逆变器输出过载保护功能确保变换器电路的安全。

8.1.3 模式切换过程的暂态分析

在逆变器工作模式切换过程中，可能出现较大的电压或电流冲击，这对于电网、负载及逆变器本身都是不利的。

如图 8-2 所示，在实际并网过程中，由于存在开关动作时延等因素，MS 和 STS 可能同时进行切换操作，也可能出现一前一后闭合或断开的情况。因此，在逆变器工作模式切换的过程中，可能出现几种中间过渡工作模式。为便于后面分析，作如下假设：

- (1) 每个开关切换动作都在瞬间完成；
- (2) 逆变器的响应速度足够快；
- (3) 在并网之前逆变器输出端电压 u_o 已经与电网电压 u_g 同步；
- (4) 本地负载为阻性负载；

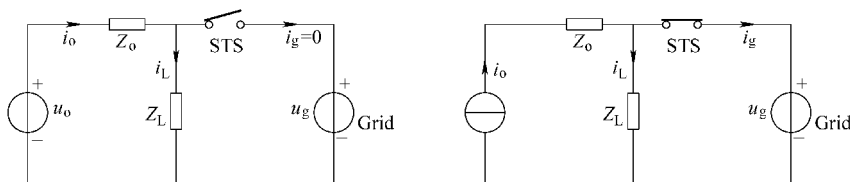


图 8-2 逆变器系统独立运行或并网运行时的等效电路

(5) $i_{o,c} > i_{o,s}$, $u_{o,1} > u_g \geq u_{o,U}$, 式中, $i_{o,c}$ 和 $i_{o,s}$ 分别为并网和独立运行时, 逆变器电流控制环给定, $u_{o,U}$ 和 $u_{o,1}$ 为逆变器独立工作时, 电压源输出模式下的输出端电压和电流控制模式下的输出端电压。

1. MS 与 STS 同时闭合 (或断开)

这种情况下, 逆变器输出端接入 (或脱开) 电网的同时, 输出控制模式也立即从电压 (电流) 源输出控制模式切换到电流 (电压) 源输出控制模式。通常这种情况是难以实现的。

并网前, 逆变器应已稳定运行于独立供电状态 (图 8-3 中 t_1 时刻前), 电压源输出控制模式时为本地负载提供稳定的工频交流电压 u_L , 负载电流 $i_L = i_o = i_{o,s}$ 。

t_1 时刻, MS 与 STS 同时闭合。一方面, 负载端电压 u_L 被强制突变为电网电压 u_g , 电压突变增量 $\Delta U_L = u_g [\omega(t_1 - 0)] - u_L [\omega(t_1 - 0)]$; 与此同时, 因 MS 闭合引起逆变器输出控制模式的改变, 导致电流环给定发生突变, 由 t_1 时刻前的电压环调节器输出值突变至并网指令给定值, 突变增量为

$$\Delta I = I_{o,c} \sin(\omega t_1 - \theta_c) - I_{o,s} \sin(\omega t_1 - \theta_s) \quad (8-1)$$

式中 θ ——因连接阻抗 Z_o 引起的 i_o 滞后于 u_o 的角度。

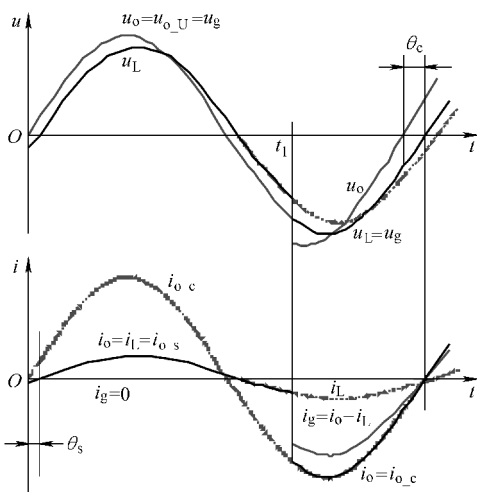
切换过程结束后, 逆变器输出端电压略高于电网电压, 即有

$$\dot{U}_o = \dot{U}_g + \dot{I}_o Z_o \quad (8-2)$$

因此, 电压环调节器进入饱和输出状态, 这将对脱网转换瞬态产生一定的影响。

脱网过程中情况类似, 如图 8-4 所示。 t_2 时刻前, 并网运行的逆变器处于电流源输出控制模式, $u_L = u_g$, $i_o = i_{o,c}$, 馈入电网的电流 $i_g = i_{o,c} - i_L$ 。

t_2 时刻, MS 与 STS 同时断开。一方面, 逆变器工作模式切换为电压源输出控制模式, 电压闭环控制使 u_o 突降为 $u_{o,U}$, u_L 随之突降; 与此同时, 逆变器工作模式的改变导致电流环给定发生突变, 由 t_2 时刻前的并网指令给定值 $i_{o,c}$ 突变为电压环调节器输出

图 8-3 并网时模式切换过程
(MS 与 STS 同时闭合)

值,而后在电压环控制作用下,电流环给定自动调整至与负载相适应的值 i_{o_s} 。考虑到在并网运行状态下电压环调节器为饱和输出,电流环给定值的突变将导致在脱网时逆变器输出电流的瞬时冲击,进而会引起逆变器输出波形的畸变,甚至产生更为不利的影响。

上述 MS 与 STS 同时闭合(或断开)的模式切换过程引起的状态变化相对于后面两种是最少的,且产生电压或电流的突变较小。但在实际中,由于 STS 器件和系统参数等影响,很难做到两个开关同时动作,实现起来比较困难。

2. MS 先于 STS 闭合(或断开)

这种情况下的并网(脱网)过程将比两开关同时闭合(断开)多出一个中间过渡模式。

如图 8-5 所示, t_3 时刻前,逆变器处于电压源输出控制模式独立带载运行状态, t_3 时刻, MS 先闭合,使逆变器输出切换为电流源输出控制模式,而由于 t_4 时刻前 STS 仍保持断开(即逆变器处于脱网状态),因此逆变器进入一个以电流源输出控制模式独立带载运行的中间过渡状态。

在 t_3 时刻前,锁相环跟踪控制已使 $u_o = u_g$, 逆变器输出电流 i_o 取决于本地负载 Z_L 的需要,即 $i_o = i_L$; t_3 时刻起,电流控制环给定突变为并网电流给定值,即 $i_o = i_{o\_c}$, 在 $t_3 \sim t_4$ 期间, STS 尚未闭合情况下, i_o 全部流入本地负载 Z_L , 导致负载端电压 u_L 出现增幅过冲:

$$\dot{U}_L = I_{o\_c} Z_L = \dot{U}_{o\_1} \quad (8-3)$$

实际上,受逆变器直流侧电压幅值的限制,上述电压过冲也会受到限制, i_o 和 i_g 仅出现有限畸变。

t_4 时刻, STS 闭合,系统转为电流源输出控制并网运行模式,电流环给定保持不变,但由于电网电压特性呈刚性, u_L 被强制突降为 u_g , i_o 的一部分流入 Z_L 维持其正常

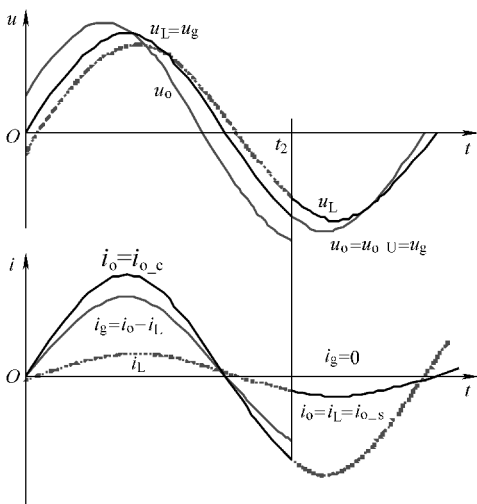


图 8-4 脱网时模式切换过程
(MS 与 STS 同时断开)

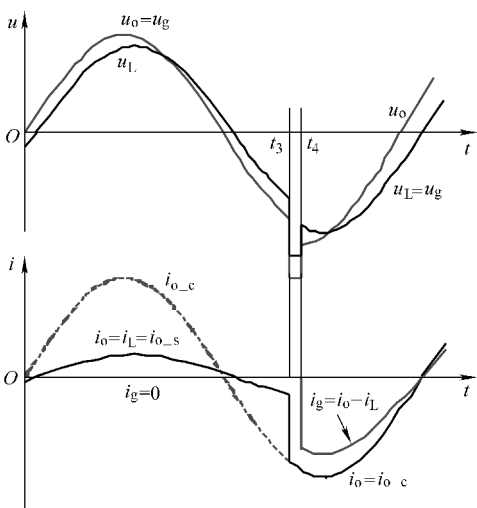


图 8-5 并网时模式切换过程
(MS 先于 STS 闭合)

工作, 其余则馈入电网, 即

$$i_L = \frac{\dot{U}_g}{Z_L} \quad (8-4)$$

$$i_g = i_o - i_L \quad (8-5)$$

脱网过程 (见图 8-6) 中, 若 MS 在 t_5 时刻先于 STS 断开, 首先切换逆变器控制模式为电压源输出控制模式, 但由于 t_6 时刻前 STS 仍保持闭合, 因此出现了逆变器以电压源形式与电网并联运行的中间过渡状态。

t_5 时刻前, 逆变器稳定并网运行状态下, $u_L = u_g$, $i_o = i_{o.c}$, $i_g = i_o - i_L$ 。 t_5 时刻 MS 断开, 逆变器由电流源输出控制模式切换至电压源输出控制模式, 形成与电网并联共同分担负载电流的状态。由于 u_L 仍被箝制为 u_g , 电压环 PI 调节器输出为饱和值, 在逆变器以电压源形式与电网并联运行情况下, 除对负载提供电流外, 极易形成电网与逆变器之间的瞬时环流。

至 t_6 时刻分断 STS, u_L 不再被 u_g 箝位, 逆变器电压环调节器的输出开始退出饱和状态, 逆变器作为电压源独立对负载供电。

3. STS 先于 MS 闭合 (或断开)

此时并网过程如图 8-7 所示, t_7 时刻 STS 首先闭合, u_L 立即被箝制为 u_g , 由于 MS 仍处于断态, 逆变器以电压源输出控制模式运行, 电网与逆变器并联共同分担负载电流, 直至 t_8 时刻, 期间系统状态与图 8-6 中 $t_5 \sim t_6$ 中间过渡状态类同。

t_8 时刻闭合 MS, 逆变器切换为电流源输出控制模式, 系统真正转为并网运行状态, 负载端电压保持不变。

脱网过程如图 8-8 所示, t_{10} 时刻前 MS 保持闭合状态, 逆变器以并网电流为给定, 并在电流源输出控制模式下运行, 但由于之前 t_9 时刻分断了 STS, 逆变器和本地负载已与电网脱开, 以电流源输

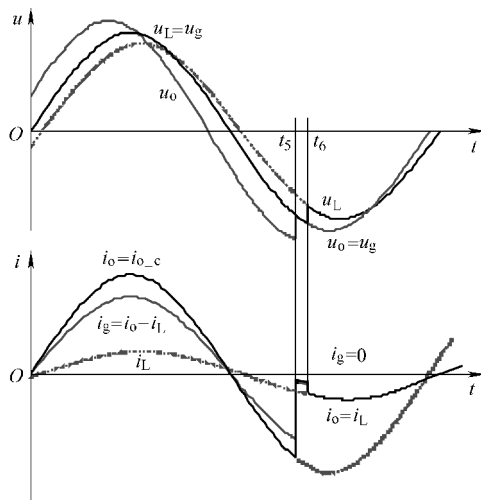


图 8-6 脱网时模式切换过程

(MS 先于 STS 断开)

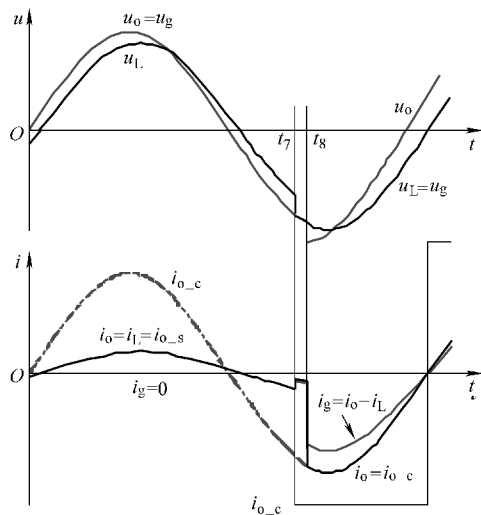


图 8-7 并网时模式切换过程

(STS 先于 MS 闭合)

出控制模式工作的逆变器输出电流 i_o 全部灌入本地负载, 这一系统状态与图 8-5 中 $t_3 \sim t_4$ 中间过渡状态类同。 t_{10} 时刻 MS 断开, 逆变器开始正常独立供电。

由上述分析可以看出, 以逆变器电压源输出控制状态作为中间过渡的并/脱网过程中 (并网时 STS 先闭合、脱网时 MS 先断开), 负载电压突然变小, 但存在潜在的安全问题。由于电压环调节器饱和作用影响, 逆变器电流环给定的变化量大, 导致逆变器承受较大的冲击, 逆变器容量足够大时还可能造成对电网的冲击, 甚至可能出现电流环给定与电网电压相位不一致情况, 导致逆变器能量倒流, 对直流侧安全带来威胁 (如直流侧电容过电压等)。从另一角度看, 在中间过渡期间, 逆变器以电压源形式与电网并联运行, 虽理论上可实现共同分担负载电流, 但并联环流问题形成系统安全隐患。若以逆变器电流源输出控制独立供电状态作为中间过渡 (并网时 MS 先闭合、脱网时 STS 先断开), 虽然负载电压突变次数多, 但因逆变器直流侧电压的幅值有限, 自动限制了输出电压突变的幅值, 不会威胁变换器的安全, 而且在过渡期间逆变器工作相对稳定。因此并网/独立工作模式切换控制采用以逆变器电流源输出控制独立供电状态作为中间过渡。需要注意的是, 这种切换控制策略适合逆变器带载情况下的模式切换, 而在逆变器空载或轻载情况下不利于实现平滑切换, 因为单电流环控制逆变器在给定电流过小 (幅值接近环宽) 时, 有可能出现不稳定, 并且输出电流畸变大。

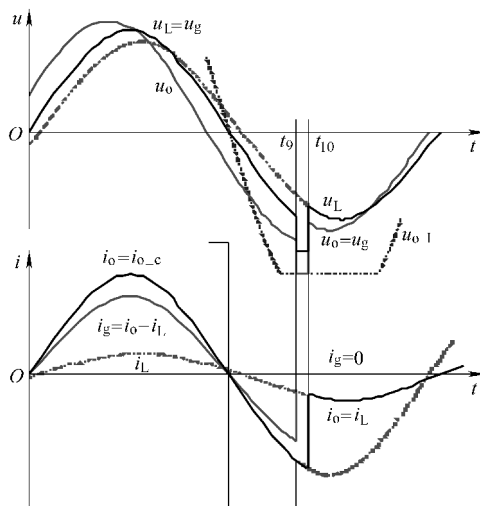


图 8-8 脱网时模式切换过程
(STS 先于 MS 断开)

8.1.4 并网/独立模式切换控制技术

如前所述, 实现逆变器工作模式的可靠切换, 需要相应的控制逻辑保证其输出控制方式与并网开关 STS 动作之间的配合, 在逆变器处于电压源输出控制模式时可靠分断 STS, 避免出现两个等效电压源并联运行的情况。

由于逆变器与电网间的连接阻抗很小, 逆变器输出与电网电压存在很小的电压差也会引起比较大的冲击电流。为抑制并网浪涌电流, 并网前必须实现逆变器输出电压对电网电压的同步跟踪控制, 确保它们在幅值、频率和相位上的一致性。

1. 逆变器从独立到并网切换的基本算法

由于独立供电工作模式下, 逆变器输出电压是与系统内建基准信号同步的, 特别是在电网失电条件下, 逆变器不可能从电网获取同步基准, 电网恢复正常后, 逆变器输出

电压的幅值、频率和相位都有可能与电网电压的不一致。所以，在并网开关闭合前，必须首先通过锁相环跟踪控制，使逆变器输出电压在幅值、频率及相位上都与电网电压匹配，否则，并网开关闭合时存在较大的端电压差，从而导致并网冲击电流，同时对逆变器安全造成威胁。

考虑到线路连接电感等影响，应控制电网电流的上升速度，避免引起负载端过电压尖峰或者对负载可能的电流冲击。

由此可得逆变器由独立向并网过渡切换的控制逻辑与步骤：① 监测电网是否满足并网条件；② 实现逆变器输出电压对电网电压的锁相跟踪，保持在幅值、频率、相位上与电网电压的一致；③ 一旦确认并网指令，首先将逆变器输出控制模式从电压源输出转换为电流源输出，并以当时负载电流作为逆变器输出电流的给定初值；④ 控制闭合 STS；⑤ 渐增电流基准幅值至并网电流给定值，同时调整逆变器输出电流对电网电压的同步跟踪。

2. 逆变器从并网到独立切换的基本算法

并网工作模式下，逆变器等效为一个电流源馈出电能，其输出电流通常大于本地负载所需电流。接收到脱网调度指令后，在分断 STS 前，应首先减少逆变器输出电流，否则将导致对本地负载的冲击。

由于 STS 采用双向晶闸管型静态开关，逆变器发出分断指令后，STS 滞后至流入电网的电流为零时自然关断，在此滞后期，应避免使逆变器转换为电压源输出控制模式，否则可能因逆变器输出电压与电网电压不一致而产生浪涌电流冲击。

另外，一旦形成“孤岛”运行时，并网逆变电源应自行脱网转而独立地向本地负载供电。

由此可得逆变器由并网向独立过渡切换的控制逻辑与步骤：① 监收脱网调度指令或“孤岛”状态信息；② 一旦确认脱网要求，首先将输出电流给定渐减为本地负载电流；③ 发出分断 STS 指令；④ 延时等待 STS 可靠关断；⑤ 切换模式开关 MS，逆变器输出控制模式从电流源输出转换为电压源输出，控制逆变器输出电压对电网电压（或内部基准电压信号）的同步跟踪。

3. 切换开关动作时刻点选择

为避免因工作模式切换过程中的暂态变化而引起对负载和电网的冲击，除采用合理的切换控制逻辑而保证逆变器输出控制方式与 STS 动作之间的严格配合，切换时刻点的合理选择将有利于进一步抑制可能出现的电压或电流冲击。

逆变器独立供电运行时，输出电流与输出电压间的相位关系与负载有关。负载为阻性时，电流与电压同相位；负载为感性时，电流滞后于电压；负载为容性时，电流将超前于电压。图 8-9 给出了典型负载条件下输出电流与电压间的相位关系。

显然，阻性负载时，电流与电压同相位，具有相同的过零点，选择在过零点切换逆变器工作模式可以实现无电压冲击或电流冲击。

而当负载为感性或容性时，电流滞后（或超前）于电压一定相位，如果选择在电压过零点切换控制模式，由于电流不为零，难以确定新控制模式下电流给定参考信号的

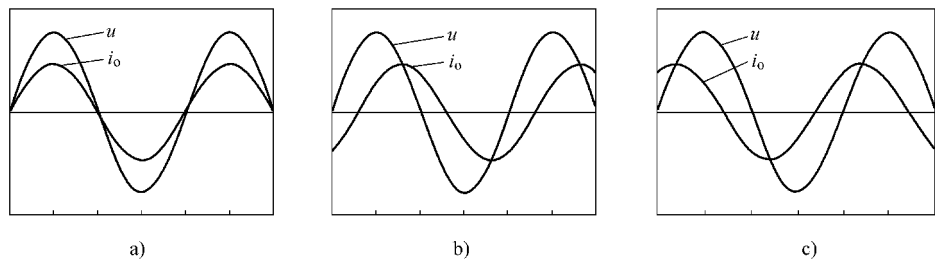


图 8-9 逆变器输出电流与输出电压间的相位关系

a) 阻性负载 b) 感性负载 c) 容性负载

基准。若要避免产生暂态冲击，必须预先准确测得模式切换前电流的相位，并以此相位为基准生成新控制模式下初始的电流参考信号。

如选择在电流的过零点切换控制模式，虽然电压值不为零，但不需要为电流给定参考信号重新定相，模式切换过程中电流是平滑过渡的。这种情况下，并网前 STS 两端电压可能存在相位差或幅值差，导致并网动作时的电流冲击。若要避免产生这种冲击，必须实现并网前逆变器输出电压对电网电压的准确跟踪，在相位和幅值上尽可能保持一致。

图 8-10 所示为基于 DSP（TMS320LF2407A）控制的单相并网/独立双工作模式逆变器实验系统构成。考虑到电网电压稳定特性和负载不确定性，选择在电流过零点切换控制模式，并通过 DSP 数字锁相功能确保并网前逆变器输出电压对电网电压的准确跟踪。根据逆变器模式切换控制逻辑要求，设计相应切换控制程序流程如图 8-11 所示。

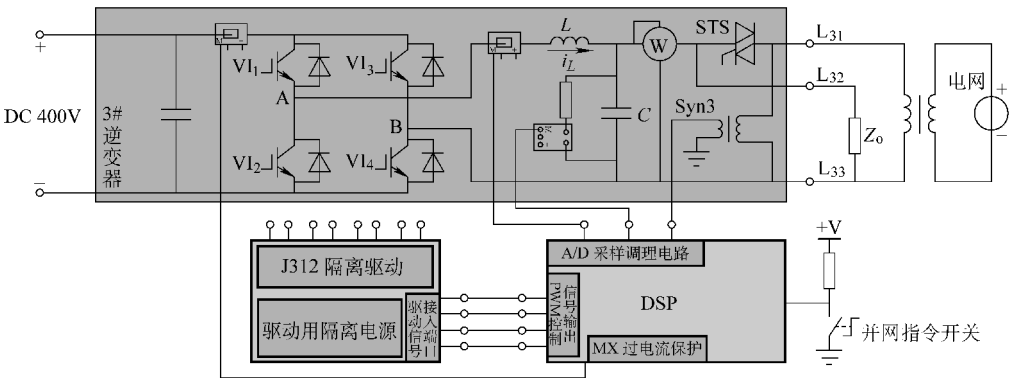


图 8-10 并网/独立双模式逆变器实验系统构成

图 8-12a 和图 8-12b 分别是逆变器由独立模式向并网模式切换和由并网模式向独立模式切换的实验结果（本地阻性负载为 400W，并网电流峰值给定定为 10A），切换过程中，电压、电流波形稳定无冲击，表明所研究设计的模式切换控制逻辑是有效的，实现了逆变器并网/独立两种工作模式的平滑切换控制。

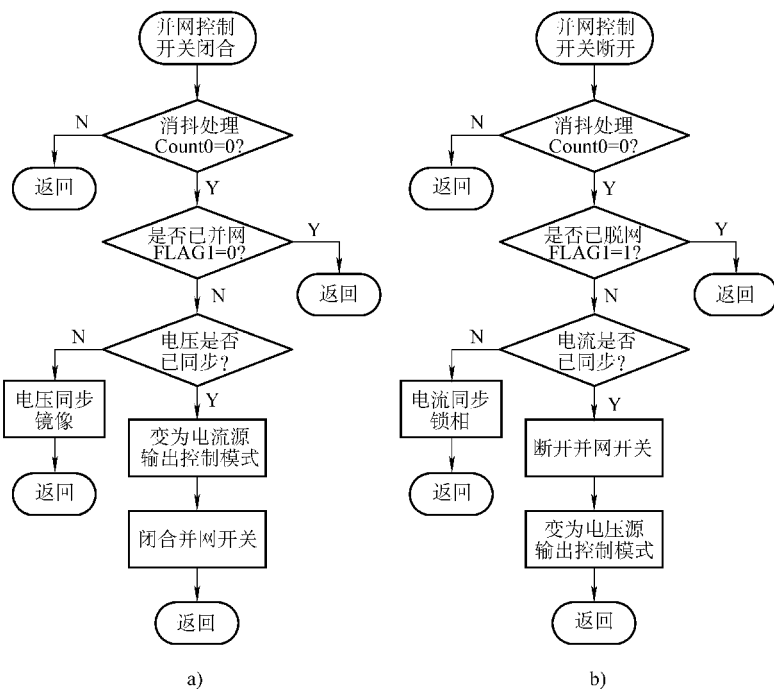


图 8-11 逆变器模式切换控制流程

a) 并网控制开关闭合 b) 并网控制开关断开

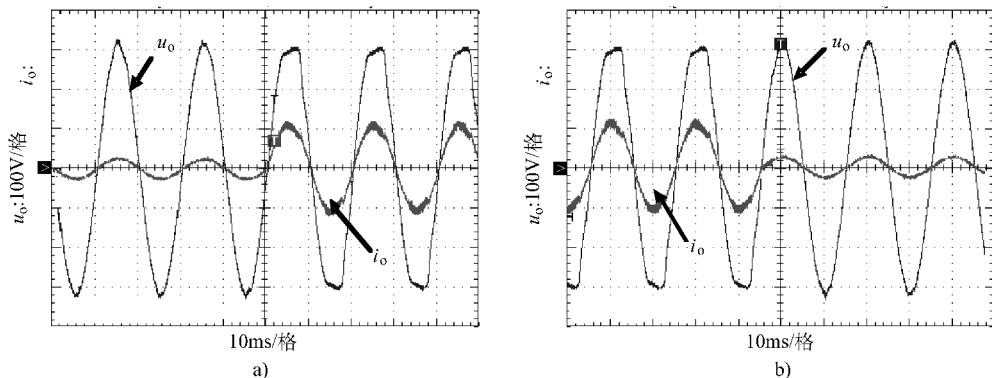


图 8-12 逆变器模式切换实验波形

a) 由独立模式向并网模式切换 b) 由并网模式向独立模式切换

8.1.5 并网锁相控制

在逆变器并网控制系统中，为实现逆变器输出对电网电压的同步跟踪，锁相环（Phase Locked Loop, PLL）的使用是必不可少的，其作用就是调节逆变器输出的频率和

相位，使其与被跟踪参量间保持同步锁定状态。同步锁相的可靠性和精度将直接影响到逆变器并网运行性能，尤其在逆变器并网/脱网切换过程中，不可靠的同步锁相将导致瞬态电流冲击，严重时还会造成逆变器或电网设备的损坏。

锁相环是一个闭环的相位控制系统，能够自动跟踪输入信号的频率和相位。一般来说，锁相环可分为模拟锁相环和数字锁相环两种，模拟锁相环实现电路复杂，受器件参数、温度漂移等影响，模拟锁相的精度不高且稳定性差，而数字锁相则可有效消除模拟锁相环方法的缺点，同时具有控制灵活、调试方便、可靠性高等优点。随着数字化控制技术的推广应用，采用数字锁相控制是必然趋势。

模拟锁相环控制原理框图如图 8-13 所示，由鉴相器（PD）、低通滤波器（LPF）和压控振荡器（VCO）组成。压控振荡器输出信号 $U_{out}(t)$ 与同步检测信号 $U_{in}(t)$ 这两路频率和相位不同的信号送入鉴相器，生成误差信号 $U_e(t)$ ，该信号是相位差的线性函数。 $U_e(t)$ 经过低通滤波器后输出 $U_c(t)$ 。压控振荡器在电压信号 $U_c(t)$ 控制下将调节压控振荡器输出 $U_{out}(t)$ 的频率和相位，最终实现 $U_{out}(t)$ 对 $U_{in}(t)$ 的频率和相位的跟踪一致。图 8-14 为采用 CD4046 的模拟锁相环电路构成。

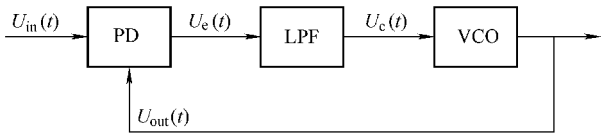


图 8-13 模拟锁相环控制原理框图

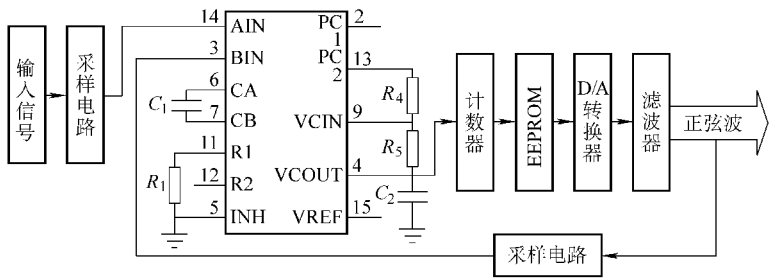


图 8-14 模拟锁相环电路构成

在采用 DSP 的数字控制系统中，可以用多种方式设计软件锁相环功能，其所用的同步检测信号还可用作闭环控制反馈信号。数字锁相环控制原理如图 8-15 所示。

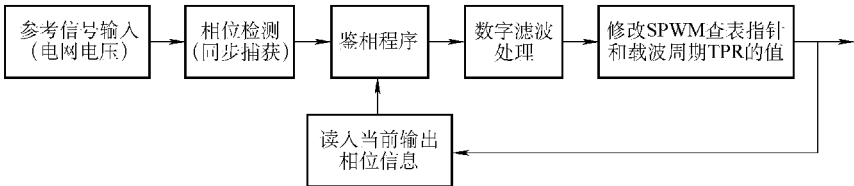


图 8-15 数字锁相环控制原理框图

事实上, 由于电网本身的频率和相位是变化的, 同步锁相过程并不需要太快, 跟踪太快反而可能使输出电压的畸变情况变得严重, 甚至影响输出的稳定性。本质上可以将同步跟踪分解为调频和调相两种控制作用: 一类实现方法是调频和调相一起实现, 调频的同时实现调相, 这种方法的跟踪速度相对较快, 而输出波形频率变化的波动较大, 而且需要根据具体的输入频率情况进行实时计算; 另一类方法是调频和调相分开进行, 首先实现输出和输入的频率一致 (同时也可有一定程度的调相), 然后再考虑调相, 最终实现频率和相位的一致。前一类方法会影响所有基准表格数据的输出间隔, 但保证一个完整的正弦波形; 后一类方法在调整相位时可能会使输出波形有稍微的偏离正弦波, 但可保证频率稳定。

数字锁相环的目标是使逆变器输出电流与电网电压同频同相, 也即让逆变器输出电流去跟踪电网电压的频率或相位变化。通常, 频率跟踪可通过调整 SPWM 的载波信号频率来实现, 相位跟踪可通过调整 SPWM 的调制信号的相位来实现。举例思路: 若并网电流频率小于电网频率, 则减小发生 SPWM 信号的相关定时器周期寄存器的值, 从而提高载波频率来实现并网电流频率与电网电压频率相同, 反之亦然; 并网电流相位是通过调整产生 SPWM 信号正弦波离散值中的第一个点发生的时刻而实现的, 当捕获到电网电压的过零点时, 立即调整相应比较寄存器中正弦波离散值的指针, 并作一定的时间补偿。

图 8-16 给出一种基于频率跟踪的同步控制思想, 其思路类似于模糊控制: 当检测到参考输入信号频率偏高 (偏低) 时, 按照一定步长逐渐增大 (减小) PWM 周期定时器值, 直到输出频率在允许范围内。同样, 调节相位也是按照同样方式进行, 当发现相位超前, 则调整查表顺序使输出滞后一定相位, 反之, 将使输出超前一定相位, 这种方法的锁相速度与初始最大相位差和最小调节幅度有关, 可以根据所期望的锁相速度来确定或调节最小相位调节幅度, 最终锁相环的稳态误差就是一个基本调节单位。图 8-17 为实际的同步跟踪效果。

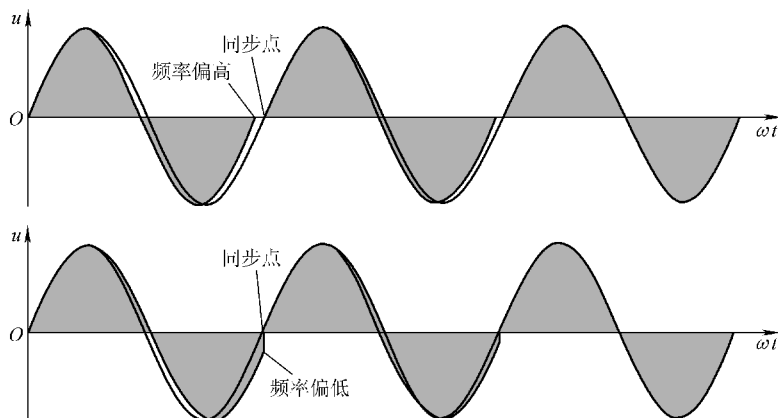


图 8-16 基于频率跟踪的同步锁相原理

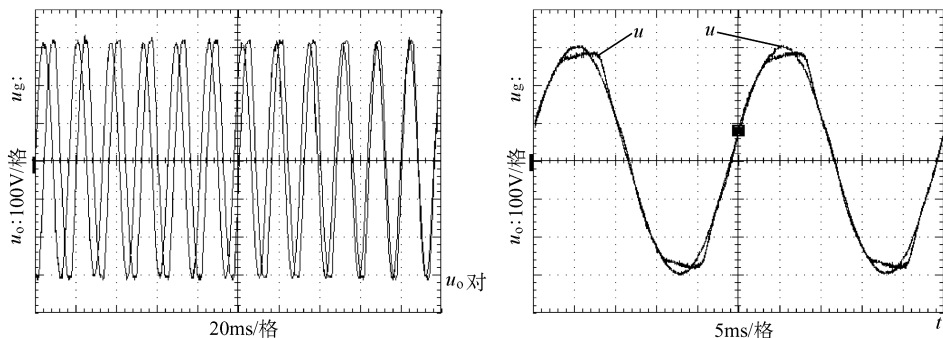


图 8-17 实际的同步跟踪效果

对于三相系统的锁相环，采用单相同步的方法很难准确实现 dq 坐标系与电网三相电压合成矢量的同步，必须综合三相电压的相位信息。有一种广泛应用于三相电路的数字锁相环技术——同步旋转坐标 PLL (Synchronous Rotating Frame PLL, SRF-PLL)，不但可以实现相位同步，还可以实现幅值和频率的估计。如图 8-18 所示，当电网电压幅值，即电压合成矢量的幅值不变时，电网电压 U_g 的 q 轴分量 U_q 反映了 d 轴与 U_g 的相位关系。 $U_q > 0$ 时，d 轴滞后 U_g ，则应增大同步信号频率； $U_q < 0$ 时，d 轴超前 U_g ，则应减小同步信号频率； $U_q = 0$ 时，d 轴与 U_g 同相。因此，可通过控制使 $U_q = 0$ 来实现两者之间的同相。图 8-19 所示为三相数字锁相环的基本结构框图，图中 PI 为环路滤波器，积分环节 $1/s$ 为压控振荡器， ω_0 为压控振荡器的固有频率，此处为 $100\pi\text{rad}$ (电网额定频率)。

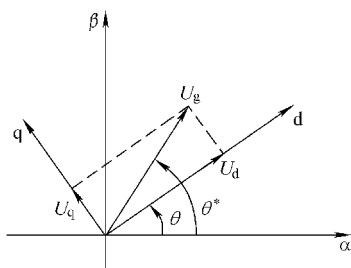


图 8-18 矢量相位差示意图

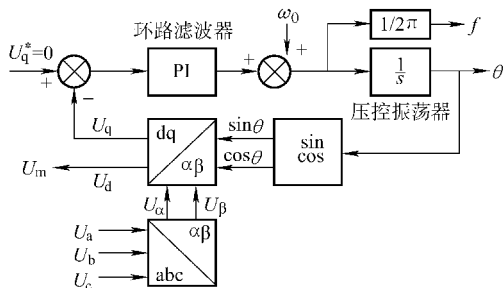


图 8-19 SRF-PLL 原理图

在 dq 坐标系下，得

$$\begin{cases} U_d = U_m \cos(\theta^* - \theta) \\ U_q = U_m \sin(\theta^* - \theta) \end{cases} \quad (8-6)$$

由图 8-19 可知， U_q 的参考电压 $U_q^* = 0$ 为直流量，两者误差经过 PI 调节器。根据自动控制理论可知，积分可以消除直流量控制的静差。因此稳态时有 $U_q = U_q^* = 0$ ，代入式 (8-6) 可得 $\theta^* = \theta$ ，即输出相位 θ 和输入电压相位 θ^* 一致，进入“锁定”状态。此外，通过 SRF-PLL 还可以得到三相电压的幅值信息 U_m 和频率信息 f 。

设 $U_m = 1$ ，可得 SRF - PLL 小信号模型如图 8-20 所示。

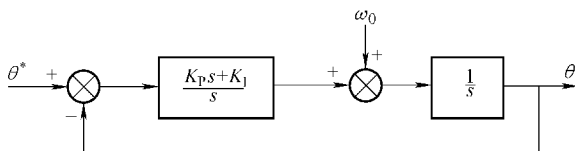


图 8-20 SRF - PLL 小信号模型

根据图 8-20 可得小信号模型闭环传递函数如下：

$$H(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \Leftrightarrow H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8-7)$$

式中, $\omega_n = \sqrt{K_i}$;

$$\xi = \frac{K_p}{2\sqrt{K_i}}.$$

8.1.6 逆变器并网时直流注入及其抑制

理论上, 并网逆变器只向电网注入交流电流, 然而在实际应用中, 并网电流中往往含有直流分量。西班牙学者 V. Salas 在其 2007 年一份研究报告中指出: 大量逆变器存在并网直流注入现象, 该报告还简要介绍了美国、英国、德国等国家关于并网直流注入的标准规范, 否则电力公司不允许通过逆变器入网发电。随着可再生能源发电并网应用的不断发展, 直流注入问题逐渐引起重视。并网直流注入将对电网设备产生不良影响, 如引发变压器或互感器饱和、变电所接地网腐蚀等问题, 研究并网直流注入问题具有重要的现实意义。

早期的并网逆变器系统采用低频接口, 即输出端通过工频隔离变压器接入电网, 实现电压调整和电气隔离, 同时还起到了抑制直流注入的作用。由于工频隔离变压器体积大、成本高、损耗大, 且影响系统整机效率, 因此采用无工频隔离变压器的高频接口并网逆变器系统已成为目前研究热点。虽然去掉变压器可以使并网逆变器系统整体效率得到一定改善, 但却带来一些新的问题, 如直流注入和漏电流等。

由于并网逆变器控制电路中运算放大器的零点漂移, 开关器件本身及其驱动电路不一致等原因, 会使逆变器输出电压产生直流分量。逆变电源并联直流环流产生原因主要有: ① 信号采集调理电路如运算放大器的零点漂移产生的偏置误差和 A/D 转换精度对直流分量都会产生一定的影响; ② 由开关器件开关速度、饱和压降及驱动信号传输时间的差异, 使得一个工作周期中, 使两个逆变桥臂中点正负电压伏秒积不等于零, 从而使得逆变器输出电压含有直流分量。

在逆变器输出端串联电容可以隔离直流电流, 如图 8-21 所示。并网逆变器输出侧电路时域和频域数学方程如式 (8-8)、式 (8-9) 所示, 其中, U_m 为逆变器端电压, R 为电感等效串联电阻。

$$U_{in}(t) = L \frac{dI_o(t)}{dt} + RI_o(t) + \frac{1}{C} \int I_o(t) dt - U_g(t) \quad (8-8)$$

$$I_o(s) = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} (U_{in}(s) - U_g(s)) \quad (8-9)$$

由式 (8-9) 可知, 在 $\omega = 0$ 直流频率处, 输出电流 $I_o(j\omega) = 0$ 。

实际应用中, 为避免产生过大的基波压降, 隔直电容取值一般较大, 成本较高, 其杂散参数也影响系统效率。另外, 一旦电容损坏引起断路, 将造成电感能量无法泄放而导致过电压现象。

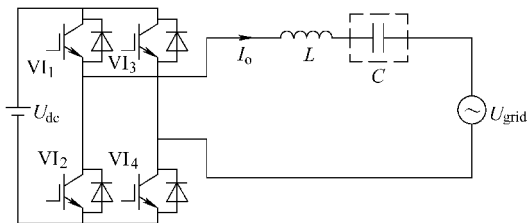


图 8-21 引入隔直电容的单相并网逆变器系统

可引入虚拟电容概念, 采用控制算法代替物理的隔直电容, 抑制并网直流注入。以图 8-21 所示单相并网逆变器系统为例, 对应的系统线性模型如图 8-22 所示, 其中, I_{ref} 为电流参考给定, $G(s)$ 为电流控制器, K 为 PWM 增益。

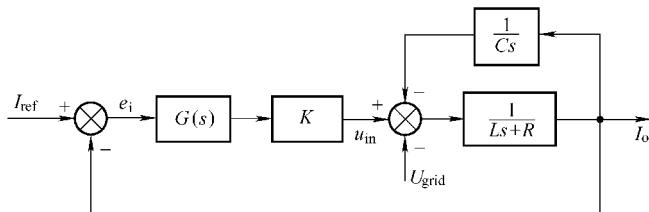


图 8-22 并网逆变器系统线性模型

做等效变换后控制结构如图 8-23 所示。可见, 将并网电流前馈至占空比可实现隔直电容的作用, 由于该电容并非客观存在, 故称之为虚拟电容。

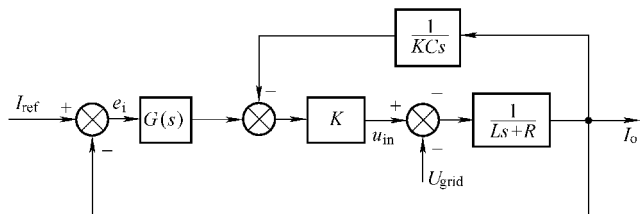


图 8-23 并网逆变器系统等效模型

根据图 8-22 或图 8-23 可得系统传递函数为

$$I_o(s) = \frac{KG(s)Cs}{D(s)} I_{ref}(s) - \frac{Cs}{D(s)} U_{grid}(s) \quad (8-10)$$

其中, $D(s) = LCs^2 + RCs + KG(s)Cs + 1$, $G(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2}$ 。

并网电流中可能存在直流分量的原因一般可归为两类: 第一类包括参考电流或载波中含有直流成分, 均可等效为参考电流含有直流分量; 第二类包括电网侧含有直流成分

或半导体开关特性不对称导致的直流分量等，均可等效为电网侧含有直流分量。

根据叠加定理分别讨论参考电流和电网电压对并网电流直流分量的影响，相应的传递函数如下：

$$\frac{I_o(s)}{I_o^*(s)} = \frac{KCsG(s)}{LCs^2 + RCs + KCsG(s) + 1} \quad (8-11)$$

$$\frac{I_o(s)}{U_g(s)} = -\frac{Cs}{LCs^2 + RCs + KCsG(s) + 1} \quad (8-12)$$

图 8-24 为式 (8-11)、式 (8-12) 的频域分析。由图可知两种情况下，加入电容后在零频率处系统闭环幅频特性均为 0，这意味着直流输入信号经过闭环系统后衰减为 0，实现了零直流注入。而不加入电容将导致系统闭环幅频特性呈非零增益 GA，这意味着直流输入信号经过闭环系统后输出量为输入直流信号的 GA 倍，即输出存在直流分量。

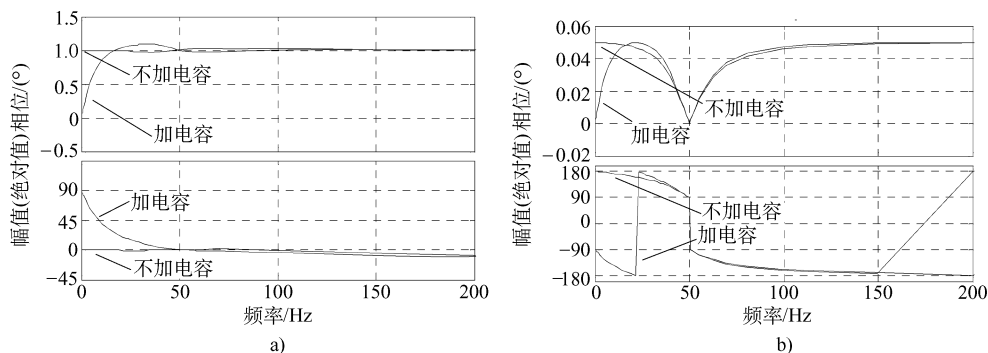


图 8-24 系统频域分析

a) $I_o(s)/I_o^*(s)$ b) $I_o(s)/U_g(s)$

由上述分析可知，为了避免电容上存在过大的基波压降，要求电容越大越好。然而，过大的电容将影响系统动态性能。为了选择合适的电容值，下面分析电容大小对系统动态性能的影响。图 8-25 为式 (8-11)、式 (8-12) 的阶跃响应。和理论分析一致，随着电容值的增大，系统动态响应越慢。因此，实际应用中需综合考虑电容基波压降和动态响应选择电容值。

8.1.7 逆变器并网运行时漏电流及其抑制

漏电流抑制是无变压器型并网逆变器的必备功能之一。VDE - 0126 - 1 - 1 标准规定当漏电流大于 300mA 时并网逆变器必须在 0.3s 内与电网隔离。下面以光伏系统为例说明漏电流（共模电流）产生的原因。在无变压器型并网系统中，电网和光伏阵列之间存在直接的电气连接，由于光伏阵列和地之间存在寄生电容，从而形成了由寄生电容、滤波元件和电网阻抗组成的共模谐振回路。造成寄生电容的原因有多方面，例如：

- ① 光伏系统线路与框架结构。
- ② 电池表面，电池间距离。
- ③ 模块框架。
- ④ 天气条件。

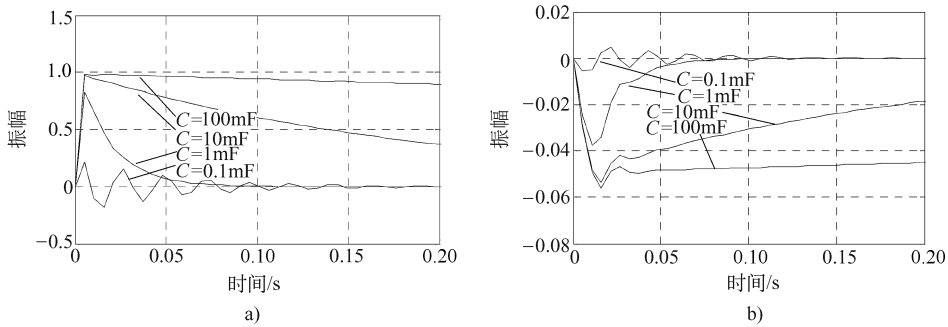


图 8-25 系统阶跃响应

a) $I_o(s)/I_o^*(s)$ b) $U_o(s)/U_g(s)$

⑤ 温度。⑥ 灰尘覆盖光伏系统。⑦ EMI 滤波器的类型。寄生电容上变化的共模电压则能够激励这个谐振回路从而产生相应的共模电流。由于光伏电池的面积较大，对地的寄生电容值在雨天或潮湿的环境下达到 200nF/kWp ，产生的共模电流将可能超过所允许范围。下面从系统拓扑和调制角度介绍几种典型漏电流（共模电流）抑制方法。首先介绍单相全桥无变压器并网逆变器，原理如图 8-26 所示。

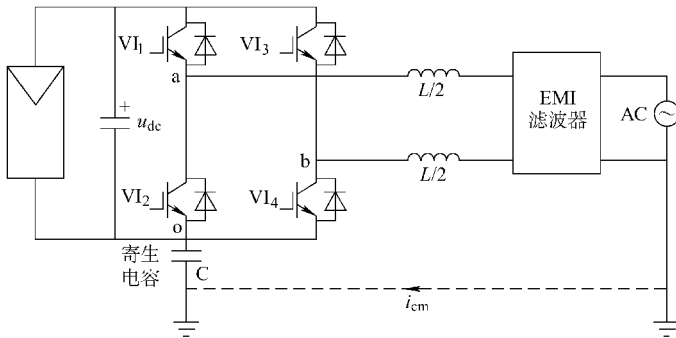


图 8-26 单相全桥拓扑

定义寄生电容 C 两端共模电压及对应的共模电流（漏电流）为

$$u_{cm} = \frac{u_{ao} + u_{bo}}{2} \quad (8-13)$$

$$i_{cm} = C \frac{du_{cm}}{dt} \quad (8-14)$$

根据式 (8-14) 可知，只需保证共模电压 u_{cm} 为一常量即可消除漏电流。

定义变量 s_i ($i = a, b$) 表示 i 桥臂开关状态。 $s_i = 1$ 表示 i 桥臂上开关管导通， $s_i = 0$ 表示 i 桥臂下开关管导通。

表 8-1 开关状态与电压关系

开关状态	s_a	s_b	u_{ao}	u_{bo}	u_{cm}		
I	0	0	0	0	0		单极性 倍频调制
II	0	1	0	u_{dc}	$u_{dc}/2$	双极性 调制	
III	1	0	u_{dc}	0	$u_{dc}/2$		
IV	1	1	u_{dc}	u_{dc}	u_{dc}		

根据表 8-1 可知, 单极性倍频调制引起的共模电压在 u_{dc} 、 $u_{dc}/2$ 和 0 之间变化且频率为开关频率, 此共模电压激励共模谐振回路产生共模电流, 电流值随着开关频率的增大而线性增加。双极性调制引起的共模电压为 $u_{dc}/2$, 因此理论上可以消除共模电流。但是, 采用双极性调制也有缺点。首先, 每次换流时会有两组开关器件参与换流, 增加了开关损耗; 其次, 若要保证较高的输出电流质量, 则必须加入大滤波电感。理论上采用单极性调制可以克服双极性调制中存在开关损耗大及输出波形恶劣的缺点。但在运行中会存在以开关频率变化的共模电压, 从而引起较大的共模电流。实际应用中, 如果既能保证如双极性调制无共模漏电流, 又能得到如单极性调制结构的输出波形, 将成为一个较为理想的解决方案。下面介绍几种典型的拓扑结构。

首先介绍带交流旁路的全桥拓扑。如图 8-27 所示, 该拓扑是对双极性调制全桥拓扑的改进, 即在全桥拓扑交流侧增加一个由两个 IGBT 组成的双向续流支路, 使得续流回路与直流侧断开, 从而使该拓扑不仅抑制了共模电流而且还使交流侧的输出电压和单极性调制相同。

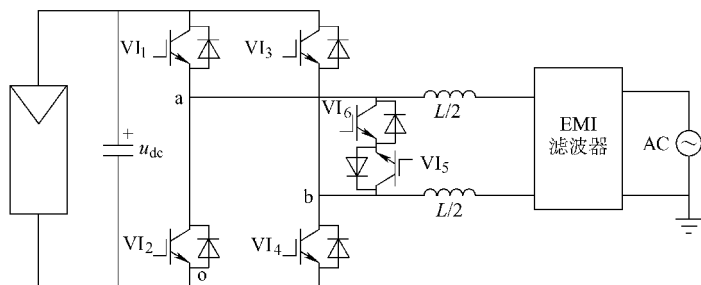


图 8-27 带交流旁路的全桥拓扑

以电网电流正半周期为例, 对共模电压进行分析。在电网电流正半周期, VI_5 始终导通而 VI_6 始终关断。当 VI_1 、 VI_4 导通时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(u_{dc} + 0) = 0.5u_{dc} \quad (8-15)$$

当 VI_1 、 VI_4 关断时, 电流经 VI_5 、 VI_6 的反并联二极管续流, 此时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0.5u_{dc} + 0.5u_{dc}) = 0.5u_{dc} \quad (8-16)$$

负半周期的换流过程及共模电压分析与正半周期类似。在电网电流负半周期, VI_5 始终关断而 VI_6 始终导通。当 VI_2 、 VI_3 导通时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0 + u_{dc}) = 0.5u_{dc} \quad (8-17)$$

当 VI_2 、 VI_3 关断时，电流经 VI_5 、 VI_6 的反并联二极管续流，此时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0.5u_{dc} + 0.5u_{dc}) = 0.5u_{dc} \quad (8-18)$$

根据上述分析可知，该拓扑共模电压恒定，因此可以有效抑制共模漏电流。此外，由于增加了一个新的续流通道，该拓扑的交流侧输出电压和单极性调制的输出电压相同，从而有效地降低了输出电流的纹波，减小了滤波电感上的损耗。该拓扑的最高效率达到 96.3%。

下面再介绍一种 H5 拓扑，如图 8-28 所示，该拓扑中， VI_1 、 VI_3 在电网电流的正负半周各自导通， VI_4 、 VI_5 在电网正半周期以开关频率调制，而 VI_2 、 VI_5 在电网负半周期以开关频率调制。

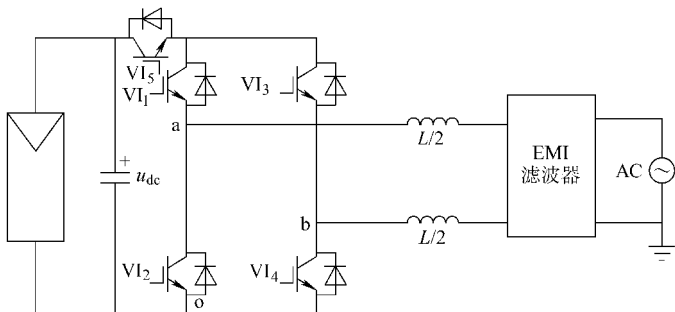


图 8-28 H5 拓扑

首先以电网正半周期为例对其共模电压进行分析。在电网电流正半周期 VI_1 始终导通，当正弦调制波大于三角载波时， VI_5 、 VI_4 导通，共模电压为

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(u_{dc} + 0) = 0.5u_{dc} \quad (8-19)$$

当正弦调制波小于三角载波时 VI_5 、 VI_4 关断，电流经 VI_3 的反并联二极管、 VI_1 续流：

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0.5u_{dc} + 0.5u_{dc}) = 0.5u_{dc} \quad (8-20)$$

负半周期的换流过程及共模电压分析与正半周期类似。在电网电流负半周期 VI_3 始终导通，当正弦调制波大于三角载波时， VI_5 、 VI_2 导通，共模电压为

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0 + u_{dc}) = 0.5u_{dc} \quad (8-21)$$

当正弦调制波小于三角载波时 VI_5 、 VI_2 关断，电流经 VI_1 的反并联二极管、 VI_3 续流：

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0.5u_{dc} + 0.5u_{dc}) = 0.5u_{dc} \quad (8-22)$$

可见在开关过程中，共模电压 u_{cm} 恒定保持不变，因此可以有效抑制共模漏电流，此外，交流侧输出电压与单极性调制全桥拓扑相同。从而有效地降低了输出电流的纹波，减小了滤波电感上的损耗。该拓扑最高效率达到 98.1%。

8.2 分布式多机逆变并网运行控制

可再生能源发电的单机容量有限且具分散性特点，其优势在于可组成分布式电源系统，用来满足电力系统和用户特定要求，如电网调峰、为边远地区用户或居民区和商业

区供电、向敏感负载提供应急电源等，也可与大电网并网运行。与集中式单机逆变馈电方式相比，分布式多机逆变并网系统具有灵活性好、冗余度高、可维护性强等优点，是未来逆变电源供电技术的发展方向。

多机逆变器并网控制技术，为构建分布式可再生能源发电并网系统奠定技术基础。随着可再生能源发电总容量的增大，同时针对大电网运行状态的时变性，分布式并网单元的并网运行应具备可调度功能及冗余特性，才能确保分布式逆变供电系统工作的可靠性、安全性和高效率。分布式多机逆变可调度并网及控制技术，将不仅为可再生能源发电技术向分布式、高灵活性、高冗余性等优势方向发展奠定技术基础，而且可不受电网供电间断的影响而独立组成高可靠、大功率、可调度的可再生能源供电系统——微型电网（Micro-Grid），在民用生活供电、通信、舰船、航空、国防等领域具有广泛的应用空间。

显然，分布式并网发电系统中的逆变器应具有并/脱网模式转换控制、并联组网运行模式及控制等功能，还必须接受系统的集中调度，分布式并网发电系统通过监测市网状态、负载条件和各逆变器自身状态，控制各逆变器工作状态的组合，在市网允许条件下按调度容量要求并网馈电，而一旦市网出现异常立即脱网转为独立供电模式，并能根据负载需求自动组合并联容量，在确保向敏感负载和本地负载提供连续不间断电能的前提下，兼顾可再生能源利用率和系统自身的运行效率。

对于分布式系统中的每个逆变器而言，电网可被视为一容量无穷大的电压源，逆变器并网运行时通常采用电流控制模式，等效为一理想电流源，其输出端电压由电网电压决定。这种电流控制模式下，逆变器对电网呈现出高阻抗特性，电网电压的扰动对逆变器输出电流的影响较小，利于保证逆变器工作可靠和入网电能的质量。

图 8-29 所示逆变器多机并网原理图，采用以下并网控制策略，可实现多机依次并网。待并网状态下，各逆变器工作在电压输出控制模式，且实现输出电压与电网电压的锁相同步。某个逆变器接受并网指令后，先从电压输出控制模式切换到电流输出控制模式，并调节电流给定使其输出电压等于电网电压；然后控制闭合并网开关，调节电流给定至指令要求的并网电流值。将已并网的逆变器视为市网系统的一部分，待并网的逆变器可采用相同的控制策略，按照调度指令实现多机的依次并网。图 8-30 为采用并网/独立双模式逆变器的三机并网实验波形。

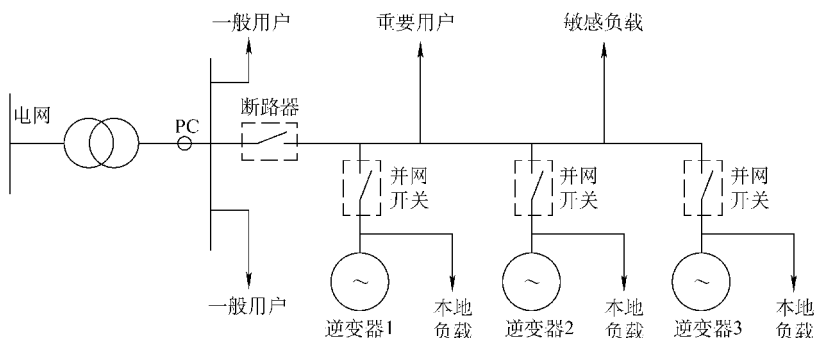


图 8-29 逆变器多机并网原理图

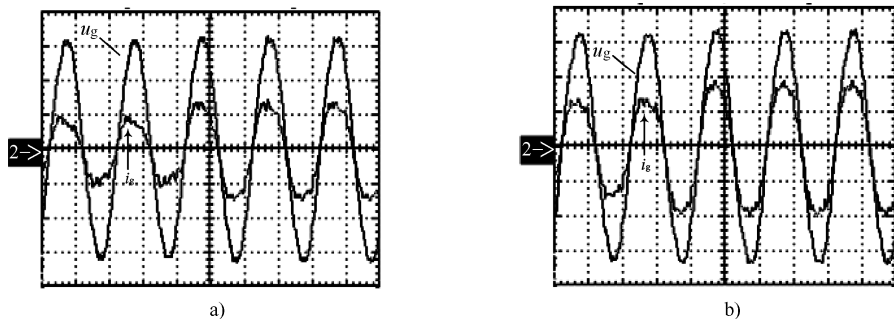


图 8-30 逆变器多机可调度并网实验波形

a) 由单机并网转为双机并网 b) 由双机并网转为三机并网

值得指出的是, 由于各逆变器本身高频开关工作特征及存在参数差异, 应合理设计并网系统的电路拓扑或控制策略, 否则将会在同时并网逆变器间存在耦合影响, 甚至导致并网失败。采用工频隔离变压器接口是一种有效抑制多机并网逆变器间耦合影响的简单办法, 缺点是带来系统成本增加等问题。

8.3 孤岛效应及其防护

由于故障或人为等原因, 并网逆变器可能处于孤岛运行状态, 对人身安全、设备等形成潜在危险, 因此, 并网逆变器必须具备可靠的孤岛检测与保护功能。对于 8.3 所述并网/独立双工作模式逆变器, “孤岛” 也作为其模式自动切换的触发条件之一。

本节介绍并网逆变器孤岛的基本概念和常见孤岛检测方法, 对典型孤岛检测方法的有效性和存在检测盲区进行对比分析。重点分析有源电流扰动法和自适应频率漂移法, 给出其数字仿真和实验结果。

8.3.1 孤岛效应及其防护要求

所谓“孤岛”是指电力系统的一部分(含负载和正在运行的发电设备)与其余部分隔离地独立供电运行的一种状态。光伏逆变电源等分布式发电系统连接到公共电网上运行, 由逆变电源和电网共同向负载供电。如果电网由于故障或检修等原因停电, 但逆变电源未能及时检测出电网停电状态而将自身切离电网, 并以其自身的输出频率和电压向周围负载供电, 这样就形成由逆变电源系统及其周围负载构成的一个电力部门无法掌控的自给供电“孤岛”, 此时称逆变电源运行在孤岛状态。

孤岛产生的原因主要有: ① 配电系统及负载的投切; ② 公共电网检测到故障, 隔离开关打开, 而并网发电系统或者保护装置没有检测到该故障; ③ 电网侧某点或进线口维护时故意的断线; ④ 由于设备故障引起的突发性系统正常供电中断; ⑤ 人为错误或恶意破坏; ⑥ 自然力作用(风、雨、雷电等)。

逆变电源处于孤岛运行状态时会产生严重的后果: ① 电网无法控制孤岛发生区域

中的电压和频率，可能发生供电电压与频率不稳定的现象，甚至可能对用户设备造成损坏；② 如果负载容量大于逆变电源容量，逆变电源过载运行，易被烧毁；③ 与逆变电源相连的线路仍然带电，危及线路检修人员的人身安全，降低电网的安全性；④ 妨碍电力系统正常供电的恢复。孤岛发生以后，逆变电源的输出与电网失去了同步关系，当电网恢复供电时可能因出现大的冲击电流而导致该线路再次跳闸（重合闸失败），或者可能损坏逆变器和电网设备。因此，研究孤岛检测方法及保护措施，将孤岛产生的危害降至最低，具有十分重要的现实意义。

根据国际专用标准 IEEE Std. 929 – 2000/UL1741 的规定，并网逆变器必须具有防孤岛（Anti – Islanding）功能，同时给出了逆变系统在电网断网后检测到孤岛现象并实现脱网的时间限制，见表 8-2。

表 8-2 国际专用标准 IEEE Std. 929 – 2000/UL1741

状态	电压偏移限制	频率偏移限制	允许的最大分闸时间
A	$0.5U_{nom}$	f_{nom}	6 圈
B	$0.5U_{nom} < U < 0.88U_{nom}$	f_{nom}	120 圈
C	$0.88U_{nom} \leq U \leq 1.10U_{nom}$	f_{nom}	正常运行
D	$1.10U_{nom} < U < 1.37U_{nom}$	f_{nom}	120 圈
E	$1.37U_{nom} \leq U$	f_{nom}	2 圈
F	U_{nom}	$f < f_{nom} - 0.7\text{Hz}$	6 圈
G	U_{nom}	$f > f_{nom} + 0.5\text{Hz}$	6 圈

注： U_{nom} 为电网电压正常幅值， f_{nom} 为电网电压频率的正常值（60Hz）。

IEEE Std. 929 – 2000/UL 1741 还给出了用于测试并网逆变器防孤岛能力的测试电路和方法，如图 8-31 所示。

电路中，RLC 为本地平衡负载。在选择 RLC 参数时牵涉到电路的品质因数 Q 值的选取问题，高 Q 值使电路有朝着并保持于谐振频率处工作的趋势，太小或太大的 Q 值都是不实际和不可取的，建议选取 $Q \leq 2.5$ 。

我国 2005 年底发布的 GB/T 19939 – 2005 《光伏系统并网技术要求》中对防孤岛效应也作了具体规定。要求“应设置至少各一种主动和被动防孤岛效应保护”，同时还对公共节点处的过/欠电压、过/欠频保护如见表 8-3 所示规定：

表 8-3 GB/T 19939 – 2005 关于过/欠电压、过/欠频保护的规定

电压（电网接口处）	频率偏移限制	最大分闸时间/s
$U < 0.5U_{nom}$	f_{nom}	0.1
$0.5U_{nom} \leq U < 0.85U_{nom}$	f_{nom}	2.0

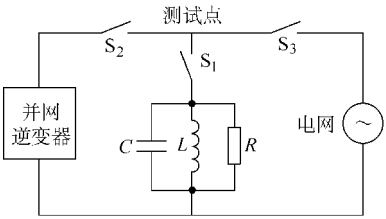


图 8-31 并网逆变器防孤岛测试电路

(续)

电压 (电网接口处)	频率偏移限制	最大分闸时间/s
$0.85U_{\text{nom}} \leq U \leq 1.10U_{\text{nom}}$	f_{nom}	继续运行
$1.10U_{\text{nom}} < U \leq 1.35U_{\text{nom}}$	f_{nom}	2.0
$1.35U_{\text{nom}} \leq U$	f_{nom}	0.05
U_{nom}	$f < f_{\text{nom}} - 0.5\text{Hz}$	0.2
U_{nom}	$f > f_{\text{nom}} + 0.5\text{Hz}$	0.2

准确又可靠的孤岛检测方法是并网逆变器实现防孤岛功能的前提，对电网断电的检测与判断是孤岛检测的关键点。已研究提出的孤岛检测技术分为两大类：远程检测技术和本地检测技术。远程检测技术是基于电网和分布式发电系统中的通信系统，如电力线载波通信法，或基于数据采集和监视控制的孤岛检测方法。远程检测技术需要电网和分布式发电之间有紧密交互联系，这倾向于提高电网和分布式发电系统的成本。本地检测技术是基于分布式发电系统侧可利用的信息和数据，这些信息通常是作为分布式发电系统的控制系统的一部分，不需要添加额外传感器。

本地检测分为被动式检测方式和主动式检测方式。典型的被动式检测方法有：过/欠电压保护（Under – Voltage Protect/Over – Voltage Protect，UVP/OVP）和过/欠频保护（Under – Frequency Protect/Over – Frequency Protect，UFP/OFP）、相位突变法（Phase Jump Detection，PJD）、电压谐波检测法（Voltage Harmonic Monitoring Method）等。主动式检测方法主要有：主动频率漂移法（Active Frequency Drift，AFD）、带正反馈的主动频率漂移法（Active Frequency Drift with Positive Feedback，AFDPF）、滑模频率漂移法（Slide – Mode Frequency Shift，SMS）、自动相位偏移法、主动电流扰动法，采用有功无功自适应调节策略的孤岛检测等等。

8.3.2 被动式孤岛检测方法

被动式检测方法是基于监测逆变器输出端电压的参数，如其幅值、频率或相位，并根据它们在孤岛状态下与正常运行条件下特征上的差别，判断逆变器是否处于孤岛运行状态。

如图 8-32 所示逆变器系统并网运行结构示意图，PCC（Point of Common Coupling）是并网逆变系统与电网及本地负载的公共节点，本地负载等效为 RLC 并联负载。

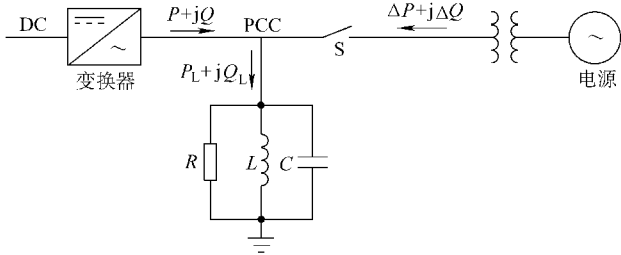


图 8-32 逆变器系统并网运行结构示意图

以下分析介绍利用开关 S 的状态模拟电网供电状态, 当 S 闭合时表示电网供电正常, S 断开表示电网断电。并假设: 逆变系统正常并网时供出能量为 $P + jQ$, 本地负载正常工作需要消耗的能量为 $P_L + jQ_L$, 且在短时间内不发生变化。

$$P_L = (u_p)^2 \cdot \frac{1}{R} \quad (8-23)$$

$$Q_L = (u_p)^2 \cdot \left(\frac{1}{\omega_p L} - \omega_p C \right) \quad (8-24)$$

式中 u_p ——PCC 节点电压;

ω_p —— u_p 的角频率。

正常并网运行状态下, S 闭合, 负载从 PCC 节点吸取能量, 从电网流入 PCC 节点的能量为

$$\begin{cases} \Delta P = P_L - P \\ \Delta Q = Q_L - Q \end{cases} \quad (8-25)$$

典型情况下, 并网发电系统以单位功率因数恒功率并网馈电 (输出电流恒定且与 PCC 电压同相位), 即 $Q = 0$ 、 $\Delta Q = Q_L$ 。

1. 过/欠电压、高/低频孤岛检测法

在电网正常情况下, PCC 节点电压值受到电网电压的箝位, 不会超出孤岛保护设定阈值, PCC 电压的频率在锁相环作用下也不会超出孤岛保护设定阈值。如果检测到 PCC 点的电压或其频率超出保护阈值时, 说明 PCC 电压已失去电网电压的箝位, 也即逆变电源处于孤岛运行状态。

孤岛发生时, 对于 PCC 节点来讲, 孤立逆变发电系统的行为将取决于 S 断开瞬间的 ΔP 和 ΔQ , S 断开后, ΔP 和 ΔQ 都将变为零。下述四种情况下, 过/欠电压保护 (Under - Voltage Protect/Over - Voltage Protect, OVP/UVP) 和高/低频保护 (Under - Frequency Protect/Over - Frequency Protect, OFP/UFP) 将起保护作用而防止孤岛发生:

(1) $\Delta P > 0$: 逆变发电系统供出的有功能量少于负载消耗所需 ($P_L > P$), 但当 S 断开的瞬间 ΔP 突降为零, 导致供给负载的有功能量 P_L 突减, 由式 (8-23) 可知 u_p 将随之降低, 如果 u_p 降低至超出低压保护阈值, 即可通过 UVP 实施孤岛保护。

(2) $\Delta P < 0$: 逆变发电系统供出的有功能量多于负载消耗所需 ($P_L < P$), 但当 S 断开的瞬间, ΔP 突降为零, 逆变发电系统供出的有功能量全部供给负载, 导致 P_L 突增, 由式 (8-23) 可知 u_p 将随之升高, 如果 u_p 升高至超出高压保护阈值, 即可通过 OVP 实施孤岛保护。

(3) $\Delta Q > 0$: 这种情况是指负载消耗的无功分量中感性大于容性, 由式 (8-24) 可知此时有 $\omega_p < (LC)^{-0.5}$ 。当 S 断开的瞬间 ΔQ 突降为零, 为维持逆变器单位功率因数并网条件, 应有 $Q_L = Q + \Delta Q = 0$, 由式 (8-24) 可知, 只有升高 ω_p 直至负载谐振角频率 $\omega_{res} = (LC)^{-0.5}$ 。一旦 ω_p 升至超出频率保护阈值, 即可通过 OFP 实施孤岛保护。

(4) $\Delta Q < 0$: 这种情况是指负载消耗的无功分量中感性小于容性, 由式 (8-24) 可知此时有 $\omega_p > (LC)^{-0.5}$ 。与 $\Delta Q > 0$ 的情况类似, 当 S 断开的瞬间 ΔQ 突降为零, 只有

降低 ω_p 直至 ω_{res} 才能维持逆变器单位功率因数并网条件。一旦 ω_p 降至超出频率保护阈值, 即可通过 UFP 实施孤岛保护。

OVP/UVF 和 OFP/UFP 孤岛检测和保护方法简单易行, 但无法确保在所有负载条件下都能有效检测到孤岛状态, 尤其当逆变发电系统输出功率与负载功率达成平衡时, $\Delta P \rightarrow 0$ 或 $\Delta Q \rightarrow 0$, 由于在孤岛前后 PCC 节点电压的幅值或频率基本保持不变而失去检测作用, 即存在检测盲区。

即使逆变输出功率与负载功率不相等, 只要功率差足够小, 由于存在保护阈值设定范围, 由 S 断开引起的 PCC 节点电压幅值或频率变化可能不足以导致实施 OVP/UVF 或 OFP/UFP, 孤岛防护即告失效。实际的保护阈值设定不能太小, 否则将可能因干扰导致保护误动作。

将孤岛检测失效的负载范围称为孤岛的检测盲区 (Non - Detection Zone, NDZ), 并依此来判断孤岛检测的有效性。对于 NDZ 有以下两种定义方法:

(1) 对于给定的负载, 存在一个确定有限的 ΔP 和 ΔQ 范围, 在该范围内特定方法检测不到孤岛的发生。即某特定检测孤岛方法的检测盲区被定义为由 ΔP 和 ΔQ 确定的二维空间中的一个子空间。通常以 ΔP 为横轴、 ΔQ 为纵轴绘制 NDZ。

(2) 对于固定的 ΔP 和并联 RLC 负载, 存在一个 R 、 L 、 C 的取值范围, 在该范围内特定方法检测不到孤岛的发生。即检测盲区被定义为一个由负载 R 、 L 、 C 值确定的空间中的一个子空间。通常以 L 值为横轴、标准电容 C_{morn} 为纵轴 (C_{morn} 定义为实际电容值和对应于横轴 L 值谐振的电容 C_{res} 的比值, 即 $C_{morn} = C/C_{res}$), 绘制不同 R 值下的变化曲线, 可通过 MATLAB 编程来完成 NDZ 的计算。

按第一种定义, OVP/UVF 和 OFP/UFP 的 NDZ 可表示为

$$\left(\frac{U_g}{U_{max}}\right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta P}{P} \leq \left(\frac{U_g}{U_{min}}\right)^2 - 1 \quad (8-26)$$

$$Q_f \left[1 - \left(\frac{f_g}{f_{min}}\right)^2\right] \leq \frac{\Delta Q}{P} \leq Q_f \left[1 - \left(\frac{f_g}{f_{max}}\right)^2\right] \quad (8-27)$$

式中, U_{max} 、 U_{min} 和 f_{max} 、 f_{min} 分别是 OVP/UVF 和 OFP/UFP 保护阈值, Q_f 是负载品质因数, $Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}}$ 。典型地, 若取 $U_{max} = 1.10U_g$ 、 $U_{min} = 0.88U_g$ 和 $f_{max} = 50.5\text{Hz}$ 、 $f_{min} = 49.3\text{Hz}$, $Q_f = 2.5$, 则有:

$$-17.36\% \leq \frac{\Delta P}{P} \leq 29.13\% \quad (8-28)$$

$$-7.15\% \leq \frac{\Delta Q}{P} \leq 4.93\% \quad (8-29)$$

由此可见, 在恒功率并网条件下检测盲区为一矩形区域, 如图 8-33 粗外框所示。实际上, $\Delta P/P$ 和 $\Delta Q/P$ 表示了逆变输出功率与负载功率的不匹配程度, 图 8-33 表明: OVP/UVF 和 OFP/UFP 的检测盲区比较大, 尤其有功失配范围更大 ($Q_f = 2.5$ 时接近 30%)。值得指出的是, 负载 Q_f 值对 NDZ 有较大影响, NDZ 随 Q_f 值减小而减小, 图中

阴影部分为 $Q_f = 1.6$ 时的 NDZ。

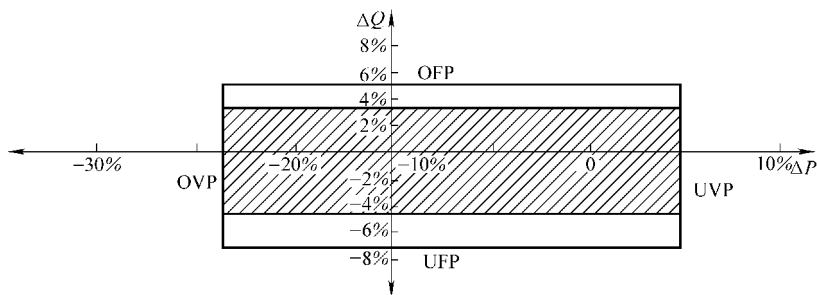


图 8-33 从功率角度分析的过/欠电压、过/欠频孤岛检测法的检测盲区

若从第二种 NDZ 定义来分析 OVP/UVF 和 OFP/UFP 的检测盲区。单位功率因数并网控制的逆变器形成孤岛后，其输出功率全部流入本地负载，且由于逆变器内部锁相环控制作用，工作频率必然要变化直到 u_p 与逆变器输出电流 i 之间的相位偏移为零，此时有： $\omega_p = \omega_{res} = (LC)^{-0.5}$ 。如果 ω_{res} 位于 OFP/UFP 保护阈值范围之外，那么孤岛检测与保护将有效，否则孤岛检测失效。

设 OFP/UFP 阈值为 $\omega_{threshold}$ ，对于固定的 L ，OFP/UFP 的 NDZ 边界 $C_{NDZboundary}$ 可以通过计算 C_{norm} 得到：

$$C_{norm} = C_{NDZboundary} / C_{res} = \omega_{res}^2 L / \omega_{threshold}^2 L = \omega_{res}^2 / \omega_{threshold}^2 \quad (8-30)$$

因为 OFP/UFP 的 $\omega_{threshold}$ 是恒定的，NDZ 的边界线是 C_{norm} 。

在因锁相控制引起频率变化的同时，负载阻抗 $Z = R // Z_L // Z_C$ 也随频率的变化而变化，逆变器恒流幅值输出情况下，节点电压 $u_p = i \cdot Z$ 也将产生变化。如果因阻抗幅值的变化引起 u_p 的变化超出 OVP/UVF 保护阈值，OVP/UVF 保护动作。因此除式 (8-30) 外，NDZ 还受下式界定：

$$U_{min} \leq IZ(\omega) \leq U_{max} \quad (8-31)$$

式中， U_{max} 和 U_{min} 是 OVP/UVF 上下保护阈值。两边同除以 U_g ：

$$\frac{U_{min}}{U_g} \leq \frac{IZ(\omega)}{U_g} \leq \frac{U_{max}}{U_g} \quad (8-32)$$

$$\text{即有} \quad 88\% \leq \frac{Z(\omega)}{Z(\omega_g)} \leq 110\% \quad (8-33)$$

88% 和 110% 是 OVP/UVF 的 IEEE Std. 929 - 2000 中规定的保护阈值。

根据上述分析，建立仿真模型，选取负载电阻为与逆变器输出有功相平衡的阻值，改变电感 L 的值，得到 OFP/UFP、OVP/UVF 的 NDZ 如图 8-34 阴影区所示，上下两条线是 NDZ 的边界线。

在大部分负载的情况下，频率保护起主要的作用，NDZ 的边界线是一对平行的线；另外谐振频率与 R 无关，即 OFP/UFP 的 NDZ 与 R 无关。随着电感的减小，阻抗的频率响应明显，负载阻抗随频率而变化，从而引起公共节点电压的变化，使 OVP/UVF 作用凸显，因此检测盲区缩小。而在大电感小电容的情况下，负载相角随频率变化比较平

缓, 尤其对于谐振频率与电网频率相近的平衡负载, OFP/UFP、OVP/UVF 孤岛检测失效。

2. 相位突变检测法

将电网视作并网逆变器负载的一部分, 孤岛发生时, 逆变器的等效负载阻抗将发生突变而电流不变, 导致逆变器输出端电压的相位随负载阻抗角而发生跳变。相位突变检测法 (Phase Jump Detection, PJD) 就是通过检测逆变器输出端电压是否存在相位突变来检测孤岛。这种方法的优点是易于实现, 因为并网逆变器本来就需要检测相位来实现与电网同步; 缺点是很难选择可靠的阈值, 其 NDZ 大小随系统功率因数的变化而变化, 尤其当本地负载呈纯阻性时, 逆变器输出端电压与电流之间不存在相位差。

逆变器单位功率因数并网运行时, 锁相环控制使并网输出电流 i 与电网电压 u_g 同频同相, 负载所需无功功率由电网提供, 即 $Q=0$ 、 $\Delta Q=Q_L$, 且有:

$$\dot{U}_p = \dot{U}_g = U_{gm} \angle \varphi_g \quad (8-34)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_L - \dot{I}_g = I_m \angle \varphi_g \quad (8-35)$$

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{U}_g}{Z} = \frac{U_{gm}}{|Z|} \angle (\varphi_g - \varphi_L) \quad (8-36)$$

式中, U_{gm} 为电网电压幅值, φ_g 为电网电压初始相位, I_m 为逆变器输出电流幅值, φ_L 为负载阻抗角。

孤岛发生前, 逆变器输出电流 i 与电网电压 u_g 仅仅在过零点发生同步, 而在过零点之间, i 跟随逆变器内部参考电流而不会发生相位改变。孤岛发生后, i_g 突减为零, 则

$$\dot{I}_L = \dot{I} = I \angle \varphi_g \quad (8-37)$$

$$\dot{U}_p = \dot{I}_L Z = I |Z| \angle (\varphi_g + \varphi_L) \quad (8-38)$$

可见, 对于非阻性负载, 孤岛发生后 PCC 点电压的相位将发生突变, 监测这一相位变化即可判断孤岛是否发生。

图 8-35 示意了感性负载下, 因孤岛发生而导致 u_p 与 i 之间相位差的突变, 逆变器在下一个同步过零点将检测到这一相位突变, 如果突变量大于系统所设定的阈值, PJD 实施孤岛保护。

设 PJD 的阈值为 φ_{th} , 根据前述 PJD 检测孤岛的原理, 如果下式成立则孤岛可检测:

$$\left| \tan^{-1} [R(\omega C - 1/\omega L)] \right| \geq \varphi_{th} \quad (8-39)$$

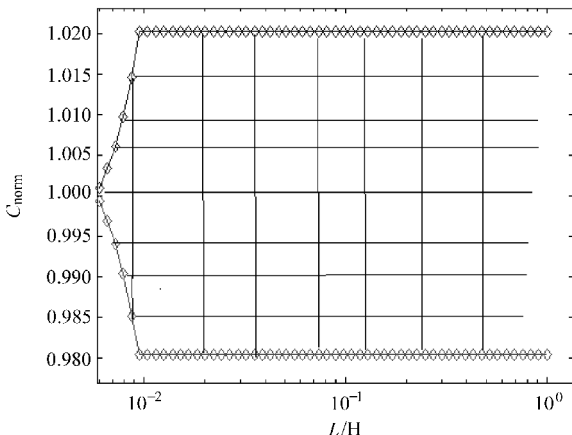


图 8-34 OFP/UFP、OVP/UVF 的检测盲区

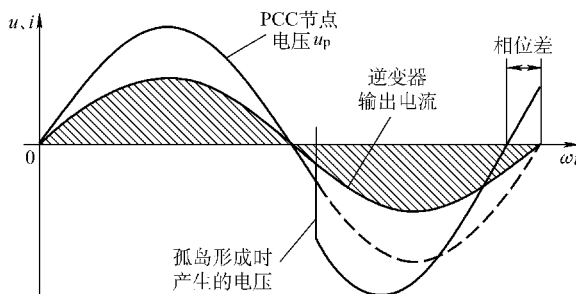


图 8-35 电压相位突变检测的原理图

即

$$C \geq [(1/\omega L) + (\tan \varphi_{th}/R)]/\omega \quad (8-40)$$

式 (8-40) 即为 PJD 检测盲区的边界。图 8-36 为取 $\varphi_{th} = 2^\circ$ 时通过 MATLAB 编程绘制的 NDZ 边界曲线，上下两条边界线中间所包含的区域为 PJD 检测盲区。

可以看出， L 较小时，PJD 的 NDZ 较小，随着 L 的增大，负载角频率随频率的变化率降低，故 NDZ 增大；PJD 的 NDZ 随 R 值减小而增大，也就是说随着负载有功分量的增大，PJD 变得不灵敏，极端情况负载呈纯阻性时，负载阻抗角为零，PJD 完全失效。

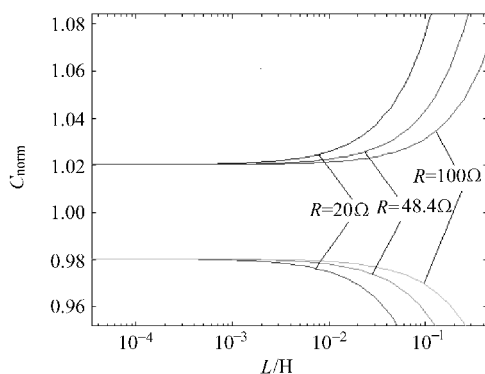


图 8-36 PJD 的检测盲区

对比图 8-34 和图 8-36 可知，无论 R 为何值，OFP/UFP、OVP/UVF 的 NDZ 包含在 PJD 的 NDZ 之内，说明 PJD 方法并不比 OFR/UFR、OVR/UVF 更有效。

应该注意到，PJD 必须在孤岛发生后的第一个周期内检测，否则，随着 PLL 的控制作用，由孤岛产生的相位差越来越小，导致检测失败。

特别地，当电动机或其他大感性（容性）负载突然启动时，通常会引起相位的突变，如果 PJD 阈值设置太小，可能导致 PJD 的误动作。

3. 电压谐波检测法

正常并网状态下， u_p 被箝位为电网电压，其总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion, THD）符合一定标准。孤岛发生时，因孤岛电网中存在某些非线性因素，同时也由于 PWM 逆变器输出电流中所含谐波成分注入负载，而负载的阻抗比电网的阻抗大很多，导致逆变器的输出端电压的谐波将明显增大。电压谐波检测法通过监测 u_p 的总谐波畸变是否超出设定的阈值范围来判断孤岛是否发生。

电压谐波检测法理论上可在很宽的范围内都能成功地检测到孤岛，且多台逆变器情况下其检测效率基本不变。但是其保护阈值很难确定，当今电网中存在的多种暂态电压

扰动因数都可能引起误动作，因此这种检测技术未能得到发展和应用。

8.3.3 主动式孤岛检测方法

主动式检测方法的思路是通过引入干扰打破孤岛运行下逆变器系统与负载之间的平衡，使公共节点的电压幅值或频率超出阈值范围，从而检测出孤岛。所选择的扰动必须能够使并网系统在孤岛发生时有明显的响应，可以是逆变器输出电压或电流的幅值，也可以是频率或相角，或是功率发生变化。

1. 主动频率漂移法

逆变器正常并网运行时，其锁相控制功能使其输出频率保持电网频率值不变，即使在逆变器输出电流波形中添加少量频率偏移，也能在下一同步点得到修正。然而在孤岛状态下失去了电网同步基准，逆变器输出的频率将具有连续变化的趋势，频率偏移将进一步扩大，直至偏移量超出 OFP/UFP 保护阈值的允许。主动频率漂移法（Active Frequency Drift, AFD）正是利用这一原理实现孤岛检测。

引入了主动频率漂移的并网逆变器输出电流波形如图 8-37 中粗实线所示。其中 T_g 是电网电压周期， t_z 是引入频率偏移产生的死区时间， t_z 与电网电压周期 T_g 一半的比值，定义为削波系数 cf (chopping fraction)： $cf = 2t_z/T_g$ 。

可见，当并网逆变器控制采用这种引入频率偏移量的电流波形时，逆变器输出电流 i 中的基波成分 i_1 将始终超前于产生电流给定所用同步基准信号一个相位角： $\omega t_z/2$ 。

一旦孤岛形成后，如果负载固定不变， u_p 将取决于 i_1 。对于纯阻性负载， u_p 与 i_1 同相位，即 u_p 将超前于原同步基准信号 $\omega t_z/2$ 相位，锁相环将调整缩短电流控制周期（即提高电流输出的频率）试图减小这个相位差，这种锁相跟踪的结果使逆变器输出频率升高，直到触发 OFP/UFP 保护；对于感性负载，电压本来就超前于电流，上述输出频率的升高将更快；而对于容性负载，电压滞后于电流，且容性阻抗随频率升高而降低，若这种趋势足以抵消频率上升的趋势，将可能导致 AFD 孤岛检测失败。

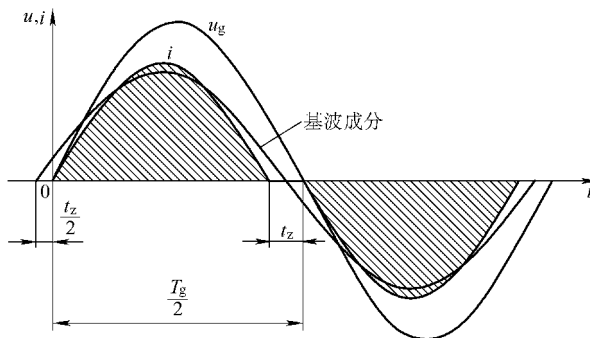


图 8-37 主动频率漂移法原理

根据前述 AFD 检测孤岛的原理，AFD 的检测盲区可用下式描述：

$$\arctan[R(\omega C - 1/\omega L)] \leq \omega t_z/2 = \pi \cdot cf/2 \quad (8-41)$$

即

$$C \leq \frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{\omega L} + \frac{\tan(\pi \cdot cf/2)}{R} \right] \quad (8-42)$$

根据式 (8-55), 确定 ω 阈值下选择不同的 cf , 即可计算绘出 AFD 检测盲区的边界。要注意的是, 由于负载的阻抗随着频率改变而改变, 绘制 AFD 的 NDZ 要同时考虑到 OVP/UVF 的作用。图 8-38 所示为 1kW 阻性负载 ($R=48.4\Omega$) 时绘制的 NDZ (相同线型包围的区域)。

可以看出, NDZ 随着 cf 的增大而减小, 当然这是以牺牲逆变器输出电流波形质量为代价的; L 较大的情况下因电压响应较为平缓, 电压阈值在这个范围的作用很小, 主要是频率阈值起作用。

2. 滑模频率漂移法

滑模频率漂移法 (Slide - Mode Fre-

quency Shift, SMS) 检测孤岛的原理与 AFD 类似, 两者区别主要在于: AFD 通过 t_z 引

入频率偏移, 而 SMS 则是通过引入相角偏移 θ_{SMS} 。将逆变器电流/电压相位设计为输出电压频率的函数, 在相位—频率平面上体现为一条 S 形相位响应曲线 (见图 8-39), 单位功率因数并网运行时逆变器输出频率在锁相控制下稳定在 S 形曲线中部零相位点 (图中 B 点) 附近; 而形成孤岛时, 锁相环失去了电网频率基准, 若频率有微小波动, S 形相频特性将使相位误差继续扩大而不是

减小, 这种具有正反馈特性的不稳定性加剧频率变化并驱动系统趋于一个新的工作点 (相频特性与负载频率特性相交点 A 或 C)。如果这样的频率漂移范围超出 OFP/UFV 保护阈值的允许, 那么孤岛可被检测。

应用 SMS 进行孤岛检测时, 对并网逆变器输出电流引入相位偏移 θ_{SMS} :

$$i = I \sin(2\pi f \cdot t + \theta_{SMS}) \quad (8-43)$$

$$\theta_{SMS} = \theta_m \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f - f_g}{f_m - f_g}\right) \quad (8-44)$$

式中, f 为 PCC 节点电压的频率, f_g 为电网频率, θ_m 为最大相移角, f_m 为对应 $\theta_{SMS} = \theta_m$ 时的最大频率。

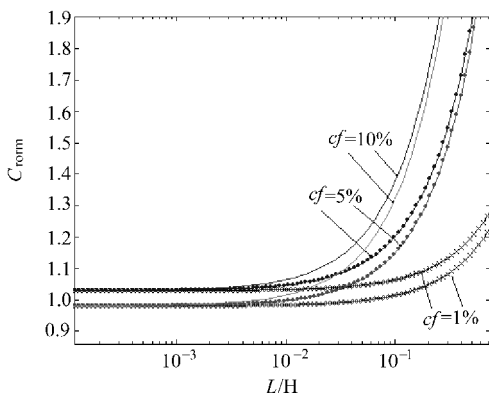


图 8-38 AFD 的检测盲区

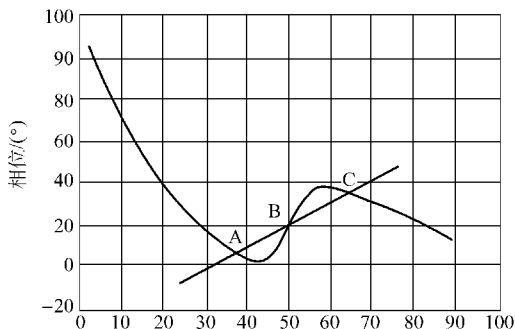


图 8-39 并网逆变器输出相频特性

孤岛发生后, 由于引入相位偏移 θ_{SMS} , 将使 f 增大; 由式 (8-44), f 的增大又使 θ_{SMS} 增加。如此形成的正反馈将使 f 不断增加, 直至超出预设的频率保护阈值。

但是 SMS 也存在检测盲区, 对于谐振型并联 RLC 负载, 当满足下式相位条件时, SMS 失效:

$$\frac{d\varphi_L}{df} \leq \frac{d\theta_{\text{SMS}}}{df} \quad (8-45)$$

其中, 负载阻抗角 $\varphi_L = \arctan \left[R \left(\frac{1}{2\pi f L} - 2\pi f C \right) \right]$ 。

3. 自适应频率漂移法

AFD 和 SMS 等基于逆变器输出频率变化特性的孤岛检测方法, 利用孤岛状态下逆变器输出频率失去了电网同步基准, 通过逆变器内部固有的锁相控制功能驱使输出频率发生较大漂移。相对于无源检测法, 频率漂移法在一定程度上减小了 NDZ, 添加的频率偏移量 (Δf 或 θ_{SMS}) 越大, 孤岛检测的可靠性越高, 但这是以牺牲逆变器并网电流波形质量为代价的, 持续添加频率扰动造成了对电网的谐波污染。

AFD 和 SMS 在某些特殊情况下也还存在失效问题。实际上, PCC 节点电压 u_p 在孤岛状态下不仅仅决定于逆变器输出电流, 而且与负载阻抗有关, 然而当采用频率漂移法时, 负载阻抗随着频率的漂移变化也在发生改变, 这将可能导致 AFD 或 SMS 孤岛检测失败。

逆变器正常并网状态下, 锁相跟踪控制使输出电流频率跟随 PCC 节点电压频率 (即电网频率), 由于存在锁相跟踪误差, 且电网频率本身也存在一定的波动误差, 为防止孤岛检测误动作, 应该设置一个允许频率变化的误差范围。给定一个允许公共节点电压频率变化的误差范围, 当实际频率偏差在该误差范围内时, 对电流频率给定添加固定偏移扰动; 当实际频率偏差超出误差范围时, 以正反馈方式自动增大偏移扰动量, 加速公共节点电压频率的漂移并最终使之超过频率保护阈值。这种能根据频率偏差的变化自动调整频率偏移扰动量的孤岛检测方法, 称之为自适应频率漂移法 (Adaptive Active Frequency Drift, AAFD)。具体方法是:

(1) 当 PCC 节点电压频率偏离电网额定频率但仍在允许误差范围内, 则周期性引入一个与偏离方向相同的输出电流频率给定偏移量, 也就是说这种偏移是以正反馈的形式添加的, 即

$$f = \begin{cases} f_p + \Delta f & 0 < f_p - f_0 < +\delta_i \\ f_p - \Delta f & -\delta_i < f_p - f_0 < 0 \end{cases} \quad (8-46)$$

式中 f_p ——PCC 节点电压 u_p 的频率;

f_0 ——电网额定频率;

$\delta_i (\geq 0)$ ——允许频率变化的误差量;

$\Delta f (> \delta_i)$ ——频率偏移的大小, 且 $(\Delta f + \delta_i)$ 小于 OFP/UFP 阈值。每隔 N_1 个电压周期给电流频率给定连续 N_2 个周期的频率偏移, 而不是每个电压周期都添加, 于是在大部分周期里, $f = f_p$, 输出电流不含频率偏移带来的畸变, 相对于 AFD 或 SMS 减小了对电网的谐波污染。

电网正常时, f_p 必然等于电网频率且满足 $|f_p - f_0| \leq \delta_f$, 那么上述频率偏移仅仅是一种间隙性输出扰动而已, 否则随着偏移量不断叠加, 必将导致 $|f_p - f_0| > \delta_f$ 。

(2) 当实际 f_p 偏离量超出 δ_f 时, 对输出电流的频率给定添加一个与偏离方向相同的偏移量, 使得

$$f = f_p + KN_3(f_p - f_0), \text{ 当 } |f_p - f_0| > \delta_f \text{ 时} \quad (8-47)$$

式中 K ——比例系数;

N_3 ——控制增大频率正反馈的系数。

在同步锁相过程中, 只要满足式 (8-47), N_3 即以自然数的整数倍逐周期递增, 输出频率漂移被正反馈加速, 直至频率偏移量超出 OFP/UFP 阈值。如果孤岛是虚假的, 那么在电网同步基准作用下, f_p 必然会恢复为 $|f_p - f_0| \leq \delta_f$, 则可将 N_3 复位置零, 这样就可防止虚假孤岛引起误动作。

4. 主动电流扰动法

对并网逆变器的输出添加周期性电流扰动, 在正常并网条件下, PCC 节点电压 u_p 受电网电压的箝位, 不会受到上述扰动的影响。但当逆变器孤岛运行时, $u_p = iZ$, 输出电流的扰动必然引起 u_p 的变化, 只要 u_p 变化超出 OVP/UVF 保护阈值, 孤岛可被检测。

理论上, 主动电流扰动法不存在 NDZ, 即使在负载功率与逆变器输出相匹配的情况下也能实现可靠的孤岛检测, 并且具有简单易行、输出谐波小等特点。但输出电流的周期性变化对逆变器自身工作影响较大, 尤其对逆变器的动态性能要求较高。另外, 主动电流扰动法不适用于多单元并网系统, 因为当多个逆变单元同时工作时, 各自产生扰动时刻不一致, 对公共节点电压的影响减弱。

实际采用主动电流扰动法检测孤岛时, 引入电流扰动的幅值不必要这么大, 应根据 OVP/UVF 保护阈值选择适当的电流扰动幅值, 在保证可靠前提下尽量减小扰动幅值及其对逆变器工作的影响。

主动电流扰动法理论上不存在 NDZ, 也不对电网产生电流谐波污染, 但要求逆变器具有较高的突变响应性能。主动电流扰动法不适用于多机并网系统, 因为各逆变器产生扰动时刻不一致, 单机输出电流扰动对公共节点电压的影响小, 另一方面, 多个电流扰动源的叠加易导致注入电网的谐波成分复杂化, 影响电网质量。

5. 主动负序分量扰动法

三相系统孤岛检测有其特殊之处, 比如三相系统含有负序分量和零序分量, 而单相系统中不存在。根据三相系统中含有负序分量的特点, 可采用主动负序分量扰动法 ANSCD (Active negative sequence component disturbance) 进行孤岛检测。图 8-40 为孤岛检测电路的原理图。其中, 并网逆变器输出端连接电网于公共耦合点 PCC, 负载采用 RLC 并联形式, 通过切断开关 S 来模拟孤岛的发生。三相

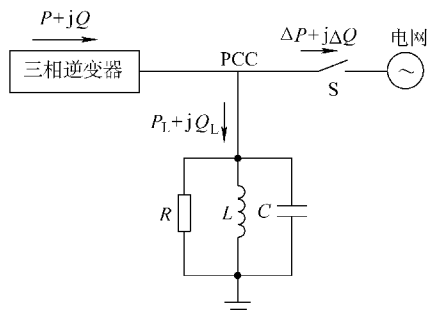


图 8-40 孤岛检测电路原理图

并网逆变器输出端连接电网于公共耦合点 PCC, 负载采用 RLC 并联形式, 通过切断开关 S 来模拟孤岛的发生。三相

并网逆变器 dq 轴控制模型如图 8-41 所示。

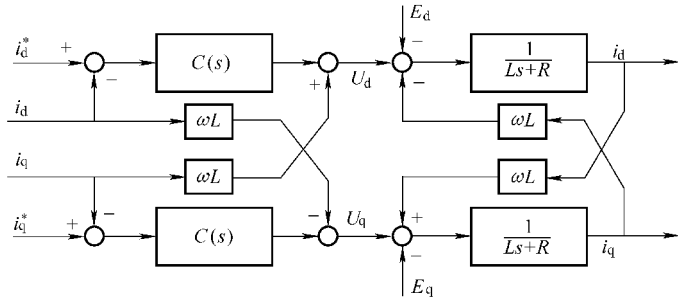


图 8-41 三相并网逆变器 dq 轴控制模型

在 dq 轴加入扰动量式 (8-48) 后, 可得并网逆变器参考电流如式 (8-49) 所示。

$$\begin{bmatrix} i_{xd}^* \\ i_{xq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_x \sin(628t) \\ i_x \cos(628t) \end{bmatrix} \quad (8-48)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* + i_x \sin(628t) \\ i_q^* + i_x \cos(628t) \end{bmatrix} \quad (8-49)$$

经过坐标变换可得 abc 坐标系参考电流为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a^+ + i_a^- \\ i_b^+ + i_b^- \\ i_c^+ + i_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_m \sin(314t) + i_x \sin(314t) \\ i_m \sin(314t - 120^\circ) + i_x \sin(314t + 120^\circ) \\ i_m \sin(314t + 120^\circ) + i_x \sin(314t - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (8-50)$$

三相逆变器并网运行时, 公共耦合点 PCC 电压为电网电压, 理想情况下为

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 311 \sin(314t) \\ 311 \sin(314t - 120^\circ) \\ 311 \sin(314t + 120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_a^+ \\ U_b^+ \\ U_c^+ \end{bmatrix} \quad (8-51)$$

切断 S 电网断电, 孤岛发生后, PCC 电压为

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a i_a \\ Z_b i_b \\ Z_c i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a i_a^+ + Z_a i_a^- \\ Z_b i_b^+ + Z_b i_b^- \\ Z_c i_c^+ + Z_c i_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_a^+ + U_a^- \\ U_b^+ + U_b^- \\ U_c^+ + U_c^- \end{bmatrix} \quad (8-52)$$

因此, 加入有源负序电流扰动后, 可以通过检测电压负序分量来判断孤岛的发生。

判断孤岛的关键之一在于提取 PCC 电压负序分量。根据对称分量法可知, 三相电压矢量 $U_{abc} = [U_a \ U_b \ U_c]^T$ 可分解为正序、负序和零序。其中, 正序分量为

$$U_{abc}^+ = [U_a^+ \ U_b^+ \ U_c^+]^T = [T] U_{abc} \quad (8-53)$$

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (8-54)$$

$\alpha\beta$ 坐标系电压矢量为

$$U_{\alpha\beta} = [U_{\alpha} \quad U_{\beta}]^T = C_{32} U_{abc} \quad (8-55)$$

$$C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (8-56)$$

式 (8-53) ~ 式 (8-56) 联立可得 $\alpha\beta$ 坐标系电压正序分量:

$$\begin{aligned} U_{\alpha\beta}^+ &= C_{32} U_{abc}^+ = C_{32} [T] U_{abc} \\ &= C_{32} [T] C_{23} U_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} U_{\alpha\beta} \quad q = e^{-j\pi/2} \end{aligned} \quad (8-57)$$

$\alpha\beta$ 坐标系电压负序分量为

$$U_{\alpha\beta}^- = U_{\alpha\beta} - U_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} U_{\alpha\beta} \quad q = e^{-j\pi/2} \quad (8-58)$$

式 (8-57)、式 (8-58) 中, q 为旋转因子, 表示相移 90° 。采用 $G(s) =$

$\frac{1.5 \times 314^2}{s^2 + 1.5 \times 314s + 314^2}$ 实现 q , 其伯德图

如图 8-42 所示。从图中可以看出, 在正序和负序频率 50Hz 附近 $G(s)$ 幅频特性为 1pu, 相频特性为 -90° , 满足 q 要求。

正序和负序分量提取之后需要确定其幅值和频率。可采用锁相环提取 PCC 电压正序分量和负序分量的幅值和频率信息。

三相电压不平衡度 ε 为负序分量与正序分量的百分比, 即

$$\varepsilon = \frac{\text{负序分量}}{\text{正序分量}} \times 100\% \quad (8-59)$$

GB/T 15543—2008 规定电力系统公

共耦合点 PCC 正常工作电压不平衡度允许值为 2%, 短时不超过 4%。因此, 电网电压正常情况下电压不平衡度小于 4%。下面设置有源负序电流扰动量为额定正序电流的 4%, PCC 电压负序分量上限值为正序分量的 4%。一旦电网断电, 若三相并联 RLC 负载平衡, 则根据式 (8-66) 可知 PCC 电压负序分量增加至 4%, 达到上限值, 从而检测到孤岛的发生。

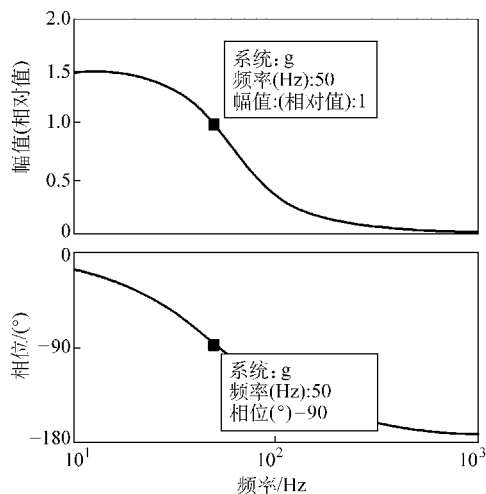


图 8-42 $G(s)$ 伯德图

电流控制存在误差将影响孤岛检测的有效性。传统基于同步旋转坐标系的 PI 控制对负序分量难以实现理想的控制效果,存在稳态误差。采用正序、负序双同步旋转坐标系 PI 控制方案可实现正序和负序分量的零稳态误差控制。然而其结构复杂计算量大。为了解决该问题,借鉴内模控制思想对负序分量进行控制。

内模原理指出:若要求一个反馈控制系统具有良好的跟踪指令以及抵消扰动影响的能力,并且这种对误差的调节过程结构是稳定的,则在反馈控制环路内部必须包含一个描述外部输入信号指令信号和扰动信号动力学特性的数学模型,该数学模型就是所谓的“内模”(internal model)。由于同步旋转坐标系下正序分量为直流量,其(标么值)内模为 $\frac{1}{s}$,因此 PI 可以实现正序分量的零稳态误差控制。同理,同步旋转坐标系下负序

分量为交流量,其频率为基波频率 ω 的 2 倍,其内模为 $\frac{s}{s^2 + 4\omega^2}$ 。因此,根据内模原理可得正序、负序电流控制器如下:

$$C(s) = k_p + \frac{k_{ip}}{s} + \frac{k_{in}s}{s^2 + 4\omega^2} \quad (8-60)$$

下面对有源负序分量扰动法进行仿真分析,根据 IEEE Std. 929 - 2000 标准中定义的最恶劣情况(worst case)进行验证。具体参数如下:三相电网电压 380V/50Hz,逆变器额定功率 3kW,直流母线电压 800V,并网接口电感 5mH,开关频率 10kHz,并联 RLC 负载额定功率 3kW ($R = 48\Omega$, $L = 61.1\text{mH}$, $C = 165.87\text{F}$),仿真结果如图 8-43 所示。

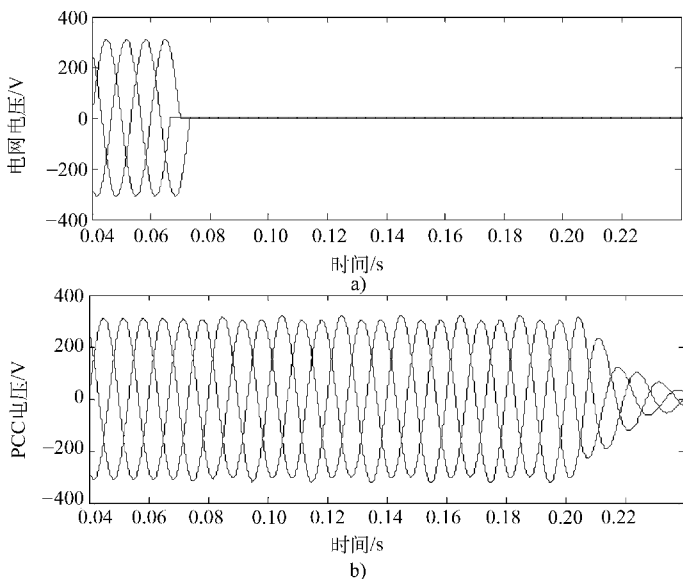


图 8-43 仿真结果

a) 电网电压 b) 公共耦合点 PCC 电压

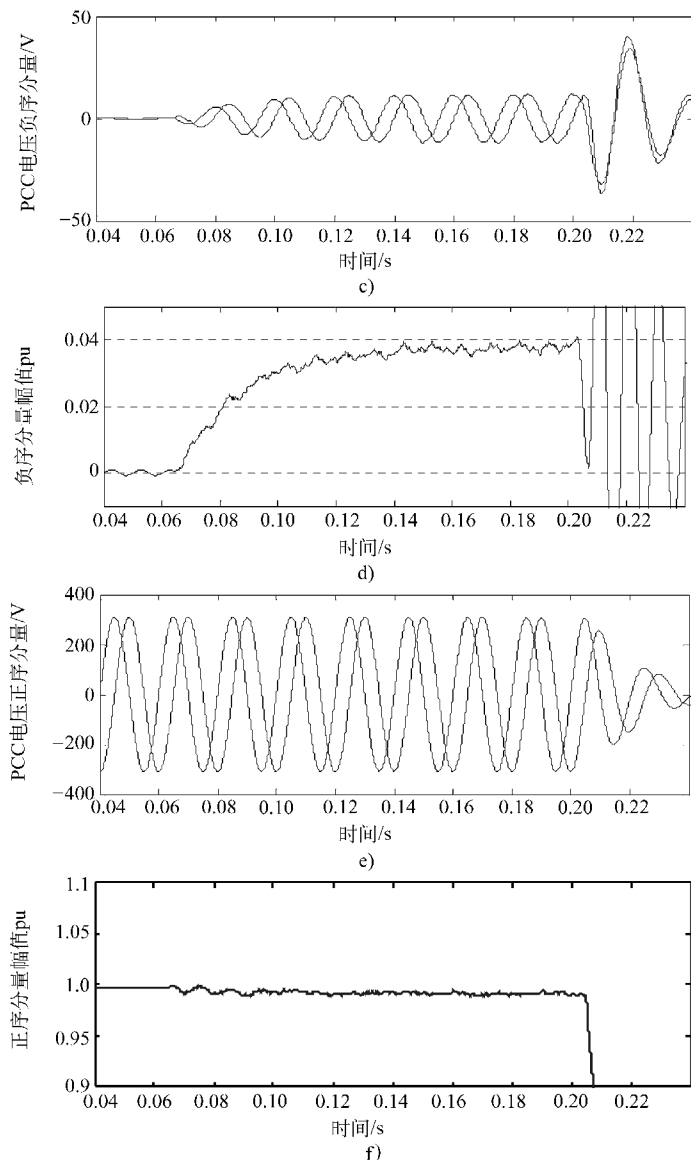


图 8-43 仿真结果 (续)

- c) PCC 电压负序分量 $U_{\alpha\beta}^-$ d) PCC 电压负序分量幅值
e) PCC 电压正序分量 $U_{\alpha\beta}^+$ f) PCC 电压正序分量幅值

下面说明图 8-43 各分图。图 8-43a 为电网电压波形，图 8-43b 为公共耦合点 PCC 电压波形。仿真中设置 0.065s 时电网断电，电网电压为 0。其后并网逆变器仍向负载供电，此时 PCC 电压出现不平衡，三相逆变器输出电流中的负序分量导致 PCC 电压中同样含有负序分量，从而造成 PCC 三相电压不平衡。图 8-43e ~ f 提取的 PCC 电压正序分

量信息。可以看出, 0.065s 孤岛前后正序分量基本不变。该现象可由式 (8-52) 和 IEEE Std. 929 – 2000 的测试标准解释: 并网逆变器输出正序功率和负载功率匹配。图 8-43c 为提取的 PCC 电压负序分量 $U_{\alpha\beta}^-$ 波形, 说明孤岛后 PCC 电压中出现负序分量。图 8-43d 为提取的负序分量幅值。由于负序电流的扰动导致负序分量明显上升, 在 0.203s 左右幅值增至额定正序电压的 4%, 达到上限值, 从而检测到孤岛的发生, 三相逆变器停止工作, 实现孤岛保护, 如图 8-43g 所示。根据以上仿真结果可知, 在 IEEE Std. 929 – 2000 标准中定义的最恶劣情况下, 有源负序分量扰动法 ANSCD 仍可以检测到孤岛的发生, 检测时间为 $(0.203 - 0.065)\text{s} = 0.138\text{s}$, 远低于 IEEE Std. 929 – 2000 标准中规定 2.0s 的标准。

参考文献

- [1] 王兆安. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [2] 林渭勋. 现代电力电子电路 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [3] 王长永. 组合变流器相移 SPWM 技术及其在有源电力滤波器中的应用研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2001.
- [4] 王立乔. 错时采样空间矢量调制技术 [D]. 杭州: 浙江大学, 2003.
- [5] 王立乔. 基于载波相移 PWM 技术的级联型变流器及其在有源电力滤波器中的应用 [R]. 杭州: 浙江大学, 2005.
- [6] 杨晓波. 三相四桥臂变流器调制策略与闭环控制研究 [D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2006.
- [7] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [8] 彭力, 白丹, 康勇, 等. 三相逆变器不平衡抑制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (5): 174-179.
- [9] Jahns T M, De Doncker R W A A, Radun A V, et al. System Design Considerations for a High-Power Aerospace Resonant Link Converter [J]. IEEE Transactions et al. Power Electronics, 1993, 8 (4): 663-672.
- [10] Zhang R, Boroyevich D, Prasad V H, et al. A Three-Phase Inverter with a Neutral Leg with Space Vector Modulation. Conference Record of IEEE APEC, 1997: 857-863.
- [11] Ning-Yi D, W Man-Chung, Ying-Duo H, et al. A 3-D Generalized Direct PWM for 3-Phase 4-Wire APFs [C]. Proceedings of IEEE IAS. 2005: 1261-1266.
- [12] D Ning-Yi, W Man-Chung, H Ying-Duo. Three Leg Center-Split Inverter Controlled by 3D SVM under DC Variation. Proceeding of 7th International Power Engineering Conference, 2005: 1362-1367.
- [13] Yamamoto H, Kaneda M, Nakaoka M. Three-Phase Soft-Switching Inverter Resonant with Unique Resonant Snubbers [C]. Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999, 2: 1078-1083.
- [14] 王立乔. 正弦波逆变器 PWM 技术的调制模型分析 [J]. 电力系统自动化, 2008, 32 (17): 45-49.
- [15] 吴守箴, 臧英杰, 等. 电气传动的脉宽调制控制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [16] Trzynadlowski A M, Kirlin R L, Legowski S. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 44 (20): 173-181.
- [17] 熊健, 康勇, 张凯, 等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究 [J]. 电力电子技术, 1999, 33 (1): 25-28.
- [18] 袁泽剑, 钟彦儒, 杨耕. 基于电压空间矢量的最小开关损耗 PWM 技术 [J]. 电力电子技术, 1999, 33 (3): 12-15.
- [19] 王立乔, 林平, 张仲超. 最小开关损耗空间矢量调制的谐波分析 [J]. 电力系统自动化,

- 2003, 27 (21): 30-34.
- [20] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [21] 王立乔. 三相电压源型 PWM 变流器研究 [D]. 秦皇岛: 燕山大学, 1999.
- [22] Verdelho P, Marques G D. A Current Control System Based in α ; β ; 0 Variables for a Four-Leg PWM Voltage Converter. Proceedings of IEEE IECON1998: 1847-1852.
- [23] Prats M M, Franquelo L G, Portillo R, et al. A 3-D Space Vector Modulation Generalized Algorithm for Multilevel Converters [J]. Power Electronics Letters, IEEE, 2003, 1 (4): 110-114.
- [24] 吴睿, 谢少军. 基于 abc 坐标系空间矢量控制的三相四桥臂电压源型逆变器研究 [J]. 电工技术学报, 2005, 20 (12): 47-52.
- [25] 孙孝峰, 王立乔. 三相变流器调制与控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2009.
- [26] 陈坚. 电力电子学: 电力电子变换和控制技术 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [27] 赵清林. 准单极高频链逆变电源及其控制技术 [D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2005.
- [28] 金晓毅. 串联谐振高频链逆变电源及其控制技术 [D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2005.
- [29] 孙孝峰. 三相变流器控制技术研究 [D]. 秦皇岛: 燕山大学. 2005.
- [30] 徐应年, 赵阳, 湛海涛, 等. 电压型逆变电源输出电压 IMC-PID 控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (28): 90-95.
- [31] 赵清林, 郭小强, 邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (16): 60-64.
- [32] 郭小强, 邬伟扬, 顾和荣, 等. 分布式发电系统中并网逆变器的比例反馈积分控制技术 [J]. 控制理论与应用, 2009, 26 (8): 924-926.
- [33] 孙孝峰, 魏坤, 邬伟扬, 等. 三相变流器最优控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004 (7): 168-172.
- [34] 宋文忠, 蒋国平. 一种新型状态 PI 调节器的研究 [J]. 自动化学报, 1997, 23 (6): 786-792.
- [35] 孙孝峰, 黎顺元, 等. 三相变流器神经网络滞环控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2002 (10): 39-43.
- [36] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [37] 孙孝峰, 孟令杰. 变流器波形库控制的基本理论 [J]. 电工技术学报, 2008 (6): 63-71.
- [38] 孙孝峰, 王彬, 等. 波形库控制及其在 AC/DC/AC 系统中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2007 (13): 35-40.
- [39] 顾和荣, 王德玉, 邬伟扬. 正弦波逆变电源的自适应模糊控制策略及实现 [J]. 电工电能新技术 [J]. 2006, 25 (1): 30-34.
- [40] 陈宏, 胡育文. 逆变电源并联技术 [J]. 电工技术学报, 2002, 17 (5): 55-59.
- [41] 谢力华, 苏彦民. 逆变电源的并联运行控制技术 [J]. 电力电子技术, 2000, 34 (4): 1-3.
- [42] 李杰, 王武, 杨富文. UPS 逆变电源的并联控制技术综述 [J]. 通讯电源技术, 2005, 22 (4): 7-10.
- [43] 顾和荣. 可调度并网/并联单相双模式逆变器控制技术研究 [D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2008.

- [44] 段善旭, 刘邦银, 康勇, 等. 基于分散逻辑的 UPS 逆变电源并联控制技术 [J]. 电力电子技术, 2004, 38 (2): 56 - 58.
- [45] 邢岩, 严仰光. 一种实现瞬时均流的 UPS 冗余并联新方法 [J]. 清华大学学报 (自然科学版), 2003, 43 (3): 333 - 336.
- [46] Tuladar A, Jin H, Unger T, et al. Parallel Operation of Single Phase Inverter Modules With No Control Interconnection [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997: 94 - 100.
- [47] Wu T F, Nein H S, Wu Y E, et al. Design and Implementation of a Paralleled Inverter System with Failure Isolation and Hot - Swap Features [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005: 531 - 536.
- [48] 刘小四, 熊蕊. 逆变器并联运行时环流的产生及抑制研究 [C]. 电力电子技术, 1999, 33 (3): 16 - 17.
- [49] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. 基于下垂特性控制的无互连线并联 UPS 建模与稳定性分析 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (2): 33 - 38.
- [50] 姜桂宾, 裴云庆, 杨旭, 等. SPWM 逆变电源的无互联信号线并联控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (12): 94 - 98.
- [51] 肖岚, 胡文斌, 蒋渭忠, 等. 基于主从控制的逆变器并联系统研究 [J]. 东南大学学报 (自然科学版), 2002, 32 (1): 133 - 137.
- [52] 程荣仓, 刘正之, 詹晓东, 等. 基于自主均流法模块并联的小信号分析 [J]. 电力电子技术, 2001, 35 (2): 36 - 38.
- [53] Wu Tsai - Fu, Chen Yu - Kai, Huang Yong - Heh. 3C Strategy for Inverters in Parallel Operation Achieving an Equal Current Distribution [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47 (2): 273 - 281.
- [54] 张纯江, 陈桂涛, 祖峰, 等. 一种全数字化互动跟踪式单相逆变电源并联均流控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (10).
- [55] Zhang Chunjiang, Chen guitao, Guo zhongnan, et al. An Alternating - master - slave Parallel Control Research for Single Phase Paralleled Inverters Based on CAN Bus [C]. IPEMC'2006. Shang Hai, 2006.
- [56] 王晓寰, 张纯江, 顾和荣. 现场总线控制的单相逆变电源并联系统 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (10): 109 - 112.
- [57] 王林兵, 何湘宁, 张超. 逆变器输出限流技术研究 [J]. 电力电子技术, 2006, 40 (4): 65 - 67.
- [58] Zhao Qinglin, Chen Zhongying, Wu Weiyang. Improved Control for Parallel Inverter with Current - Sharing Control Scheme [C], IEEE IPEMC'2006, Shanghai China, 2006.
- [59] 林安中, 王斯成. 国内外太阳能电池和光伏发电的进展与前景 [J]. 太阳能学报 (特刊), 1999: 68 - 74.
- [60] 贾要勤, 杨仲庆, 曹秉刚. 分布式可再生能源发电系统研究 [J]. 电力电子技术, 2005, 39 (4): 1 - 4.
- [61] 赵为. 太阳能光伏并网发电系统的研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.

- [62] 王飞, 余世杰, 苏建徽, 等. 光伏并网发电系统的研究及实现 [J]. 太阳能学报, 2005, 26 (5): 605 - 608.
- [63] 汪海宁, 苏建徽, 张国荣. 光伏并网发电及无功补偿的统一控制 [J]. 电工技术学报, 2005, 20 (9): 114 - 117.
- [64] IEEE Std 1547—2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems [S]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, USA.
- [65] IEEE Std 929 - 2000, IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems [S]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, USA.
- [66] UL 1741, Standard for Inverters, Converters, and Controllers for Use in Independent Power Systems [S]. Underwriters Laboratories Inc. (UL), 2001.
- [67] GB/T 19939—2005, 光伏系统并网技术要求 [S]. 2005.
- [68] GB/Z 19964—2005, 光伏电站接入电力系统技术规定 [S]. 2005.
- [69] GB/T 20046—2006, 光伏 (PV) 系统电网接口特性 [S], 2006.
- [70] Timothy C Y Wang, Zhihong Ye, Gautam Sinha. Output filter design for a grid - interconnected three - phase inverter [C]. Power Electronics Specialist Conference, 2003, IEEE, 2003: 779 - 784.
- [71] 张宪平, 李亚西, 林资旭, 等. LCL 滤波的电压型 PWM 整流器的有源阻尼控制 [J]. 电气传动, 2007, 37 (11): 22 - 25.
- [72] 刘飞, 殷进军, 周彦, 等. LCL 滤波器的三相光伏逆变器双环控制策略 [J]. 电力电子技术, 2008, 9 (42): 29 - 31.
- [73] Chen Yun, Liu Fei Design and Control for three - Phase Grid - Connected Photovoltaic Inverter with LCL Filter, [C]. Proceedings of ICTD, 2009.
- [74] 孙孝峰, 邬伟扬. 高效率并网太阳能逆变器研究 [J]. 电力电子技术, 2003.
- [75] 段善旭, 刘邦银, 康勇, 等. UPS 并联系统的 SPWM 再调制控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (1): 81 - 86.
- [76] 段善旭, 孙朝晖, 张凯, 等. 基于重复控制的 SPWM 逆变电源死区效应补偿技术 [J]. 电工技术学报, 2004, 19 (2): 52 - 63.
- [77] 赵清林, 郭小强, 邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (16): 60 - 64.
- [78] 李进国, 金新民. 小功率光伏并网逆变器控制的设计 [J]. 北方交通大学学报, 2003, 27 (2): 57 - 61.
- [79] Marco Liserre, Frede Blaabjerg, Steffan Hansen. Design and control of an LCL - filter - based three - phase active rectifier [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41 (5): 1281 - 1290.
- [80] Marco Liserre, Antonio Dell Aquila, Frede Blaabjerg. Genetic Algorithm - based Design of the Active Damping for an LCL - filter Three - phase Active Rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (1): 76 - 86.
- [81] Lang Yongqiang, Xu Dianguo, Hadianamrei S R, et al. A Novel Design Method of LCL Type Utility Interface for Three - Phase Voltage Source Rectifier [C]. Power Electronics Specialists

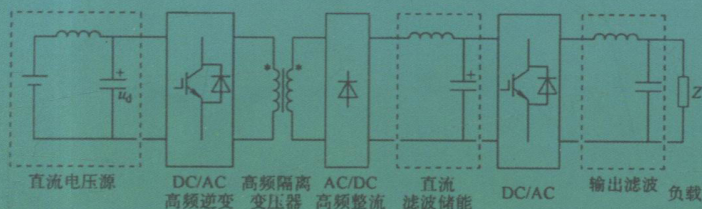
- Conference, 2005: 313 – 317.
- [82] 张兴, 张崇巍, 曹仁贤. 光伏并网逆变器非线性控制策略的研究 [J]. 太阳能学报, 2002, 23 (6): 770 – 773.
- [83] 曹玲玲, 张纯江, 顾和荣, 等. 基于定频积分的逆变器并网控制研究 [J]. 电力电子技术, 2006, 40 (1): 33 – 35.
- [84] 郭小强, 邬伟扬, 赵清林. 新型并网逆变器控制策略比较和数字实现 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (5): 111 – 116.
- [85] Guo Xiaoqiang, Zhao Qinglin, Wu Weiyang. A Single – phase Grid – connected Inverter System with Zero Steady – State Error [C]. IEEE International Power Electronics and Motion Control, 2006: 532 – 536.
- [86] Salasa V, Alonso – Abella M, Olias E, et al. DC current injection into the network from PV inverters of < 5 kW for low – voltage small grid – connected PV systems [J]. Solar Energy Materials & Solar Cells, 2007 (91): 801 – 806.
- [87] 张娟, 王赞, 肖岚. 并网逆变器输出电压直流分量的研究 [J]. 电力电子技术, 2007, (11).
- [88] 董密, 罗安. 光伏并网发电系统中逆变器的设计与控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2006, 30 (20): 97 – 102.
- [89] Yin Jun, Chang Liucheng, Chris Diduch. Recent Developments in Islanding Detection for Distributed Power Generation [C]. IEEE 2004 Large Engineering Systems in Islanding Conference on Power Engineering, 2004: 124 – 128.
- [90] Ye Zhinghong, Amol Kolwalkar, Yu Zhang, et al. Evaluation of Anti – islanding Schemes Based on Nondetection Zone Concept [J]. IEEE Transactions On Power Electronics, 2004, 19 (5): 1171 – 1175.
- [91] 刘芙蓉, 康勇, 段善旭, 等. 一种有效的孤岛检测盲区描述方法 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (10).
- [92] Y Jung, J Choi, B Yu, et al. A Novel Active Frequency Drift Method of Islanding Prevention for the Grid – connected Photovoltaic Inverter [C]. Power Electronics Specialists Conference, 2005: 1915 – 1921.
- [93] Luiz A C Lopes, Huili Sun. Performance Assessment of Active Frequency Drifting Islanding Detection Methods [J]. IEEE Transactions On Energy Conversion, 2006, 21 (1): 171 – 180.
- [94] Jun Yin, Liuchen Chang, Chris Diduch. A New Adaptive Logic Phase – shift Algorithm for Anti – islanding Protections in Inverter – based DG Systems [C]. Power Electronics Specialists Conference, 2005.
- [95] 杨海柱, 金新民. 基于正反馈频率漂移的光伏并网逆变器反孤岛控制 [J]. 太阳能学报, 2005, (3).
- [96] 禹华军, 潘俊民. 并网发电逆变系统孤岛检测新方法的研究 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17 (5): 55 – 59.
- [97] 禹华军, 潘俊民. 无功补偿技术在光伏并网发电系统孤岛检测中的应用 [J]. 电工电能新技术, 2005, 24 (3): 22 – 26.

- [98] Bertling F, Soter S. A Novel Converter Integral Impedance Measuring Method for Islanding Detection in Grids with Widespread Use of Distributed Generation [C]. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006: S17, 12 – 16.
- [99] 赵清林, 郭小强, 邬伟扬. 太阳能光伏发电系统孤岛保护建模与仿真研究 [J]. 太阳能学报, 2007, 28 (7): 721 – 726.
- [100] 郭小强, 赵清林, 邬伟扬. 光伏并网发电系统孤岛检测技术 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (4): 157 – 162.
- [101] Gu Herong, Liu Wei, Zhang Chunjiang, et al. Interface Control and islanding protection of Grid – Connected Inverters Based on Unified Constant – Frequency Integration Control [C]. IEEE APEC'2006, March, Dallas, Texas, U. S. A, 2006: 1095 – 1098.
- [102] Zhang Chun – jiang, Wang Xiaohuan, Meng Hui – ying, et al. A New Adaptive Active Frequency Drift Method for Islanding Detection of Grid – connected Inverters [C]. IEEE, ICEMS'2008.
- [103] 顾和荣, 赵清林, 伞国成, 等. 三相并网逆变器有源孤岛检测方法研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37 (12).
- [104] 许颇, 张崇巍, 张兴. 三相光伏并网逆变器控制及其反孤岛效应 [J]. 合肥工业大学学报 (自然科学版), 2006, (9).



电力电子新技术系列图书

New Technology Series in Power Electronics



- ISBN 978-7-111-32395-2
- 封面设计/电脑制作：马精明

上架指导：工业技术 / 电气工程 / 电力电子

地址：北京市百万庄大街22号 邮政编码：100037
电话服务 网络服务
社服务中心：(010)88361066 门户网：<http://www.cmpbook.com>
销售一部：(010)68326294 教材网：<http://www.cmpedu.com>
销售二部：(010)88379649 封面无防伪标均为盗版
读者购书热线：(010)88379203

定价：40.00元

ISBN 978-7-111-32395-2



9 787111 323952 >